corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 25 - 31 marzo 1961 - un fascicolo lire 150

26° numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta**.

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

PRINCIPI della MODULAZIONE di FREQUENZA

Un'onda modulata in frequenza è caratterizzata da un'**ampiezza costante,** e da una **variazione istantanea della frequenza** intorno al valore della portante, di una quantità proporzionale alla ampiezza del segnale modulante. Quando l'ampiezza del segnale modulante aumenta, anche la frequenza aumenta, e viceversa.

Nelle **figure 1** e **2** sono illustrate rispettivamente due frequenze acustiche modulanti, di diversa ampiezza (**A**), due frequenze portanti (**B**), nonchè gli inviluppi di modulazione dell'onda modulata in frequenza (**C**). Come si nota, le due portanti sono tra loro identiche. Osservando gli inviluppi di modulazione si vede che, con l'aumentare dell'ampiezza del segnale acustico modulante in senso positivo, i cicli della portante diventano più numerosi nella unità di tempo (ascissa); in altre parole, come si è detto sopra, la frequenza della portante aumenta. Quando invece l'ampiezza del segnale modulante diminuisce e si porta verso il massimo negativo, la frequenza della portante diminuisce. Inoltre — come si vede confrontando le due sezioni C delle figure — la deviazione massima di frequenza, cioè il numero di Hz, varia in funzione dell'ampiezza del segnale modulante. La massima variazione di frequenza si ha in corrispondenza dei picchi di modulazione.

Le **figure 3** e **4** dimostrano come, a parità di ampiezza del segnale modulante — e quindi a parità di deviazione massima di frequenza — il numero di deviazioni complete nella unità di tempo sia eguale al numero di periodi della frequenza modulante, contati nella medesima unità di tempo.

Le caratteristiche di un'onda modulata in frequenza sono pertanto le seguenti: l'ampiezza dell'inviluppo di modulazione è costante; la deviazione massima di frequenza in più e in meno rispetto al valore della portante risulta determinata unicamente dall'ampiezza del segnale modulante; la frequenza del segnale modulante determina il numero di volte in un secondo in cui si verificano deviazioni di frequenza entro i limiti massimi. (Torniamo ancora su questo concetto basilare per distinguere con chiarezza questo tipo di modulazione da quella normale di ampiezza, già illustrata alla lezione 61ª).

Il rapporto tra la variazione massima di frequenza e la frequenza massima del segnale modulante si chiama **indice di modulazione**. Esso è espresso dalla seguente formula:

$$\textit{indice di modulazione} = \frac{\text{mass. deviaz. di frequenza}}{\text{mass. freq. del segnale mod.}}$$

La percentuale di modulazione di un'onda modulalata in frequenza non può essere deteminata nel medesimo modo con cui viene determinata nel caso della modulazione di ampiezza; una modulazione del 100% significherebbe una variazione di frequenza della portante tra zero ed il doppio del suo valore. La percentuale di modulazione viene invece definita — per convenzione — come il rapporto percentuale tra la variazione di frequenza rispetto ad un valore di deviazione stabilito come massimo. Nel caso della radiodiffusione a Modulazione di Frequenza, la variazione massima consentita è di 75 kHz; in tal caso perciò, la modulazione al 100% si ottiene quando la deviazione della portante è di 75 kHz. Ad una deviazione di 37.5 kHz corrisponde ovviamente una profondità di modulazione del 50%.

Questa definizione non è però assoluta, dato che dipende dalla massima deviazione di frequenza adottata in una data apparecchiatura.

Le BANDE LATERALI

Abbiamo già considerato questo argomento a pagina 482, e, al fine di meglio comprendere quanto diremo tra breve, è opportuno rileggere il paragrafo omonimo ivi riportato. Infatti, affinchè siano chiari tutti i concetti relativi alla modulazione di frequenza, è bene ricordare le caratteristiche della modulazione di ampiezza.

Sappiamo che, in modulazione di ampiezza, ogni singola frequenza che moduli una portante determina due bande laterali. Se il segnale modulante consta di più frequenze (segnali complessi), ogni frequenza che lo compone determina due bande laterali. E' questo il caso — ad esempio — di un'onda portante modulata mediante la B.F. derivante da una ripresa musicale, nella quale, in ogni istante, si hanno tanti suoni simili o totalmente diversi, quanti sono gli strumenti in funzione.

Tuttavia, le uniche bande laterali che devono essere prese in considerazione ai fini pratici sono le più esterne, quelle cioè corrispondenti a quei segnali acustici la cui frequenza è più elevata.

La **figura 5** illustra il caso di una portante di 1.000 kHz (1 MHz), e delle bande laterali prodotte da due segnali a B.F., rispettivamente di 5 e 10 kHz. L'altezza del tratto verticale centrale rappresenta la potenza della portante. Come si nota, la frequenza modulante di 5 kHz determina due bande laterali a 995 e 1.005 kHz rispettivamente, e la frequenza di 10 kHz determina le due bande a 990 e 1.010 kHz.

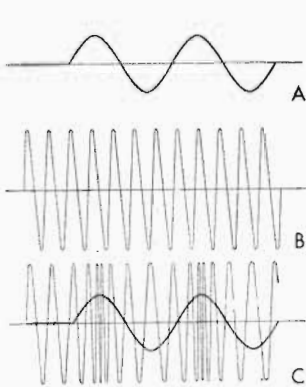



Fig. 1 - In A onda modulante, in B portante ed in C onda B modulata in frequenza da A.

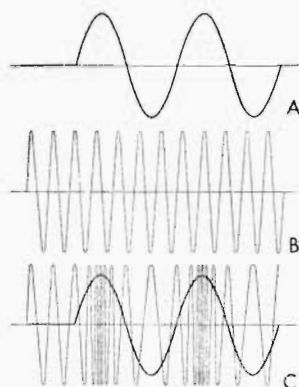



Fig. 2 - Maggiore ampiezza di A, a parità di portante, provoca aumento di frequenza e viceversa.

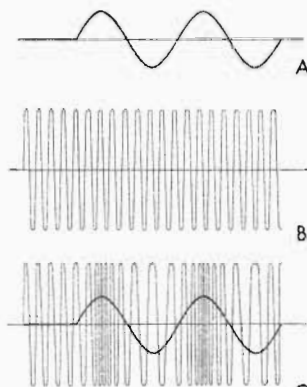



Fig. 3 - A frequenza bassa di A corrispondono poche deviazioni di frequenza.

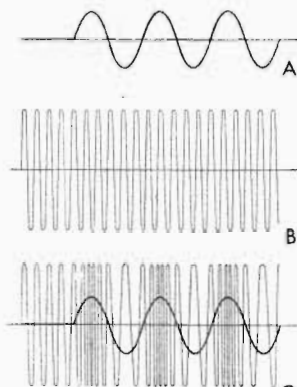



Fig. 4 - A frequenza alta di A corrispondono più frequenti deviazioni dell'onda

Nella modulazione di frequenza, l'ampiezza del segnale modulante determina la variazione della frequenza portante, il cui valore si allontana da quello centrale proporzionalmente.

E' possibile fare in modo che la frequenza istantanea differisca da quella della portante di un valore qualsiasi, scelto a piacere, variando semplicemente **l'ampiezza** del segnale modulante. E' pertanto possibile ottenere variazioni di frequenza pari a diverse volte la frequenza stessa di modulazione.

In pratica — infatti — si possono avere variazioni di frequenza di diverse centinaia di kHz, sebbene le frequenze acustiche modulanti non siano — in genere — di valore superiore a 15 kHz. Da ciò deriva che le bande laterali prodotte dalla modulazione in frequenza di una data portante, non sono limitate alla somma ed alla differenza tra detta portante e la massima frequenza di modulazione, come avviene in modulazione di ampiezza.

Mentre — in questo caso — si verifica la presenza di due frequenze laterali equidistanti dalla portante, in modulazione di frequenza vengono prodotte diverse frequenze laterali, che dipendono — sia per il numero che per l'ampiezza — dall'indice di modulazione.

Di conseguenza, un'onda modulata in frequenza è caratterizzata da una ampiezza di banda maggiore che non un'onda modulata in ampiezza. Ad esempio, se una portante di 1 MHz viene modulata in frequenza con un segnale acustico di 10 kHz, si otterranno diverse componenti laterali a 990 e 1010, a 980 e 1020, a 970 e 1030 kHz ecc. Ognuna di queste frequenze avrà una certa ampiezza. Si definisce **larghezza di banda di una onda modulata in frequenza** il doppio della distanza in frequenza che intercorre tra la posizione della portante e la frequenza laterale più lontana la cui ampiezza non supera l'1% dell'ampiezza della portante non modulata.

La larghezza di banda è in funzione dell'indice di modulazione. In pratica, la larghezza di banda di un trasmettitore modulato in frequenza risulta pari al doppio della massima deviazione di frequenza. Il rapporto tra frequenza portante e larghezza di banda risulta inoltre assai maggiore nel caso di un'onda modulata in frequenza che non di un'onda modulata in ampiezza. Per questo motivo, i circuiti amplificatori in Alta Frequenza e lo stesso canale di Media Frequenza dei ricevitori M.F. sono costruiti con accorgimenti che consentono il passaggio indistorto della banda di frequenze richiesta. E' necessario scegliere una portante di valore sufficientemente elevato allo scopo di poter disporre di molti canali: per questo le radiodiffusioni a modulazione di frequenza vengono effettuate in una gamma di frequenze compresa tra 87 e 100 MHz. Nel caso di trasmissioni con modulazione di frequenza a banda stretta, è possibile usare, ovviamente, le frequenze interessanti le gamme delle onde corte.

Esistono delle relazioni definite tra l'ampiezza del segnale modulante, la sua frequenza, la variazione di frequenza da esso prodotta e l'ampiezza totale della banda occupata dall'inviluppo di modulazione risultante. A parità di deviazione di frequenza, il numero delle bande laterali aumenta col diminuire della frequenza portante, e l'intera larghezza di banda diminuisce col diminuire della frequenza modulante. L'ampiezza di banda totale, tuttavia, non può mai essere inferiore all'ampiezza di banda determinata dalla sola deviazione tra picco e picco, indipendentemente dal valore minimo della frequenza modulante. Se l'ampiezza di modulazione aumenta — e la sua frequenza rimane costante — aumenta la variazione di frequenza e, contemporaneamente, l'indice di modulazione. Ciò significa che una maggior quantità di energia viene spesa nelle bande laterali, per cui un maggior numero di esse raggiunge un'ampiezza efficace. Ne consegue che il numero delle frequenze laterali utili aumenta contemporaneamente alla larghezza di banda.

Riassumendo, a questo punto, possiamo dire che la posizione delle coppie di frequenze laterali per una unica frequenza sinusoidale modulante, dipende soltanto dalla frequenza di quest'ultima. L'ampiezza delle frequenze laterali dipende — ripetiamo — dall'indice di modulazione, che è funzione — come è noto — della ampiezza di modulazione, in quanto lo spostamento di frequenza è proporzionale all'ampiezza del segnale. Le coppie di frequenze laterali appaiono ad entrambi i lati della frequenza portante in numero ed ampiezza variabili.

Un esempio è dato in **figura 6**. L'assieme delle frequenze laterali componenti forma lo **spettro di frequenza** dell'onda modulata in frequenza: ad esempio, se la frequenza modulante è di 15 kHz, e lo spostamento di frequenza ammonta a 75 kHz, l'indice di modulazione

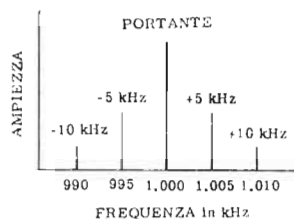



Fig. 5 - Una portante di 1.000 kHz modulata da 5 e da 10 kHz ha le bande laterali qui indicate. L'altezza dei tratti indica la potenza.

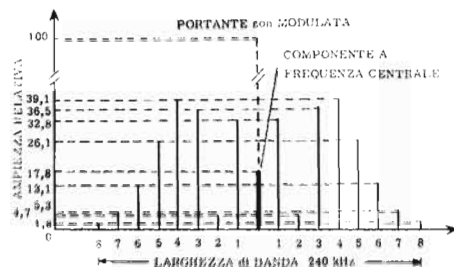



Fig. 6 - Spettro di frequenza di un'onda modulata in F.M. con ampiezza delle frequenze laterali sino all'8ª che dista (per frequenza modulata di 15 kHz) 120 kHz per lato dalla portante.

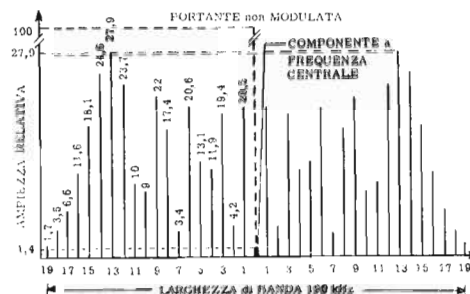



Fig. 7 - Spettro di un'onda modulata in F.M. con ampiezza delle frequenze laterali sino alla 19ª che, per frequenza modulante di 5 kHz, dista 95 kHz per lato dalla portante.

sarà pari a 75/15, ossia 5; i componenti della frequenza oltre l'ottavo paio di bande laterali saranno inferiori all'1% dell'ampiezza della portante non modulata, ossia trascurabili.

L'onda a modulazione di frequenza consiste in una frequenza centrale portante, ed in un numero di coppie di frequenze laterali, le quali, per una data frequenza ed ampiezza di modulazione, sono costanti. L'inviluppo di modulazione ha un'ampiezza costante, e la frequenza del segnale varia in modo continuo. L'inviluppo di modulazione, costituito dalla somma algebrica delle frequenze laterali e dalla frequenza portante o centrale, varia in ampiezza contemporaneamente alla modulazione.

Quando il segnale trasmesso non è modulato, la potenza del trasmettitore è concentrata sulla sola onda portante. Per contro, allorchè si sovrappone la modulazione, la potenza è tolta alla portante e viene distribuita nelle bande laterali. L'ampiezza della prima viene perciò ridotta e, talvolta annullata. La massima potenza (nel caso di figura 6) si verifica in corrispondenza della quarta frequenza laterale, la quale si discosta dalla portante di 60 kHz (4x15).

La frequenza portante o centrale varia in ampiezza conformemente alla modulazione, mentre, nella modulazione di ampiezza, la potenza necessaria per le bande laterali viene fornita dal modulatore e non viene detratta dalla portante.

Dal momento che la portante non reca alcuna modulazione in se stessa, la riduzione della sua ampiezza aumenta l'efficenza della trasmissione nei confronti della potenza consumata. Per un certo valore dell'indice di modulazione e della frequenza modulante, l'ampiezza della portante scende a zero, per cui l'intera potenza risiede nelle bande laterali.

Nella figura 6, con una variazione di frequenza di 75 kHz, ed una modulazione di 15 kHz, la componente della frequenza centrale si riduce a meno del 20% della ampiezza della portante non modulata. Se la frequenza modulante viene ridotta a 5 kHz, con la medesima variazione di frequenza di 75 kHz, (vedi **figura 7**), la ampiezza della frequenza centrale si riduce all'1,4% della portante non modulata. Le frequenze laterali sono distanziate ogni 5 kHz ad entrambi i lati della frequenza centrale, fino alla diciannovesima coppia.

Tutte le frequenze laterali successive hanno ampiezza inferiore all'1% dell'ampiezza della portante, e non sono quindi considerate come componenti del canale occupato dall'onda modulata.

Nel caso della frequenza modulante di 15 kHz, come nella figura 6, con un indice di modulazione pari a 5, la ampiezza totale della banda è di 240 kHz. Con una frequenza modulante di 5 kHz, (vedi figura 7), e con un'indice di modulazione pari a 25, l'ampiezza di banda totale ammonta a 190 kHz.

In entrambi i casi, l'ampiezza di banda è maggiore dei limiti di spostamento di + o — 75 kHz, che equivale ad uno spostamento tra picco e picco di 150 kHz. Tuttavia, le bande laterali al di sopra e al di sotto del limite di ampiezza sono relativamente piccole, per cui possono essere trascurate. In entrambe le figure, la portante non modulata è rappresentata con un segno tratteggiato per permettere il confronto con l'ampiezza delle bande laterali a modulazione di frequenza.

La **figura 8** illustra le relazioni che intercorrono tra l'ampiezza delle bande laterali ed una frequenza acustica modulante, per un indice di modulazione pari a 2. Con frequenza di modulazione di 15 kHz, lo spostamento è quindi di 30 kHz. L'onda portante modulata (che è il risultato della somma algebrica della portante e delle bande laterali) è illustrata nella sezione **A**, con l'evidente sovrapposizione della frequenza modulante.

In **B** è riportata la componente a frequenza centrale o portante.

In corrispondenza dei picchi positivi delle alternanze di modulazione, la frequenza istantanea dell'onda è f_C più f_D, ossia la massima deviazione di frequenza, mentre in corrispondenza dei picchi negativi, detta frequenza è pari a f_C meno f_D. Il massimo spostamento di frequenza ammonta a dunque $2f_D$.

Se la frequenza della portante è di 100 MHz, con uno spostamento di frequenza di 30 kHz, il limite inferiore di spostamento è 99,97 MHz, ed il limite superiore è 100,03 MHz.

Vi sono quattro paia di bande laterali la cui ampiezza supera il livello dell'1%, ed alcune di esse hanno una ampiezza superiore a quella della portante. Esse sono distanziate da entrambi i lati della frequenza centrale con intervalli di 15 kHz, come in **C**, **D**, **E**, ed **F**; ogni coppia di bande laterali ha una sua propria ampiezza, come è visibile in **G**.

La frequenza centrale si riduce in ampiezza al 22,4%

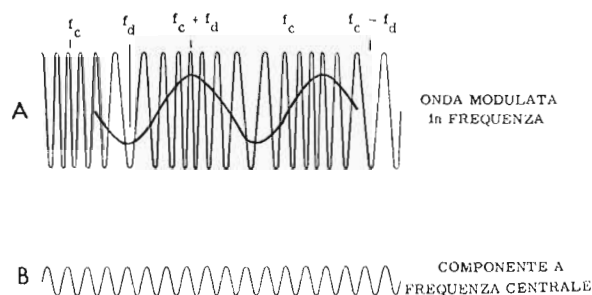



Fig. 8 - In A onda modulata in F.M. In B è indicata la componente a frequenza centrale o portante: alle figure seguenti le diverse coppie di bande laterali.

C

$f_c + f_d$

PRIMA COPPIA di BANDE LATERALI

$f_c - f_d$

D

$f_c + 2f_d$

SECONDA COPPIA di BANDE LATERALI

$f_c - 2f_d$

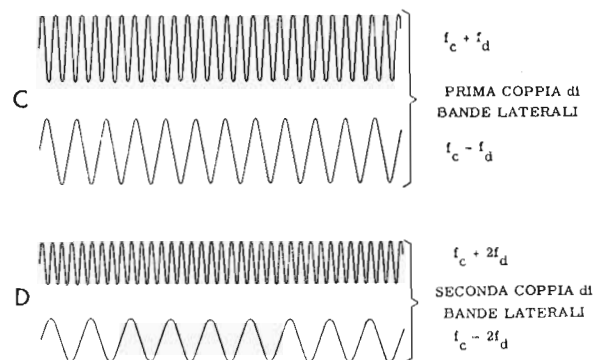



Fig. 8 - In C la 1ª delle coppie di bande laterali con la frequenza più alta e la più bassa. In D, lo stesso per la 2ª coppia.

del valore che essa ha in assenza di modulazione. La prima coppia di bande laterali (a 99,985 MHz e 100,015 MHz) ha una ampiezza pari al 57,7% di quella della portante non modulata; la seconda coppia (a 99,97 e 100,03 MHz) ha un'ampiezza pari al 35,3%, e così via.

Per calcolare il numero e l'ampiezza delle bande laterali sono disponibili apposite tabelle; la tabella n. 74 qui riportata — ad esempio — elenca il numero effettivo di coppie di bande laterali per un dato indice di modulazione, nonchè l'ampiezza di banda effettiva determinata da una data frequenza acustica

TABELLA 74 - FREQUENZE LATERALI e AMPIEZZA di BANDA in FUNZIONE dell'INDICE di MODULAZIONE

INDICE di MODULAZIONE $M = f_D : f_A$	NUMERO EFFETTIVO di COPPIE di FREQUENZE LATERALI	AMPIEZZA di BANDA EFFETTIVA
0,5	2	4 f_A
1,0	3	6 f_A
2,0	4	8 f_A
3,0	6	12 f_A
4,0	7	14 f_A
5,0	8	16 f_A
6,0	9	18 f_A
7,0	11	22 f_A
8,0	12	24 f_A
9,0	13	26 f_A
10,0	14	28 f_A
11,0	15	30 f_A
12,0	16	32 f_A
13,0	17	34 f_A
14,0	18	36 f_A
15,0	19	38 f_A
16,0	20	40 f_A
17,0	21	42 f_A
18,0	23	46 f_A
19,0	24	48 f_A
20,0	25	50 f_A
21,0	26	52 f_A
22,0	27	54 f_A
23,0	28	56 f_A
24,0	29	58 f_A
25,0	30	60 f_A

modulante f_A. Per calcolare il numero delle bande laterali mediante detta tabella è necessario conoscere la variazione di frequenza nonchè la frequenza modulante. Il rapporto fra le due determina — come sappiamo — l'indice di modulazione, il quale, a sua volta, determina il numero delle coppie di bande laterali effettive. Ad esempio, se la variazione di frequenza è di 25 kHz, e la frequenza modulante è di 5 kHz, l'indice di modulazione è di 5. Dalla tabella apprendiamo che un segnale con un indice di modulazione pari a 5 ha 8 coppie di bande laterali, e l'ampiezza di banda corrisponde a 16 volte la frequenza di modulazione di 5 kHz, ossia 80 kHz. Gli indici di modulazione inferiori a 0,5 hanno un solo paio di bande laterali, e l'ampiezza di banda equivale a $2f_A$.

Nell'uso di questa tabella, se l'indice di modulazione è un valore frazionario, si usa il numero intero più vicino. Ad esempio, se l'indice di modulazione e 8,25, si usa il numero di bande laterali effettive corrispondente all'indice 8, mentre se l'indice è 8,75, ci si riferisce all'indice 9.

Le medesime relazioni sono illustrate graficamente alla **figura 9**. L'indice di modulazione è qui rappresentato sull'asse orizzontale, mentre l'aumento della ampiezza di banda in corrispondenza della variazione di frequenza tra picco e picco è rappresentato sull'asse verticale. Un indice di modulazione pari a 5 determina un aumento dell'ampiezza di banda di circa 0,6, ossia approssimativamente del 60%. La variazione di frequenza tra picco e picco è 25, ossia 50 kHz. Il 60% di 50 kHz equivale a 30 kHz, e 30 kHz + 50 kHz equivalgono a 80 kHz. Questo è il medesimo valore che si ottiene consultando la tabella. Il grafico è particolarmente utile per il calcolo di valori frazionari e di indici di modulazione inferiori a 0,5 e superiori a 25.

Le bande laterali effettive devono essere distanti dalla frequenza portante almeno quanto i limiti della variazione di frequenza. A causa di ciò, è necessario disporre oltre che di un canale, ossia di un'ampiezza di banda, anche di una banda precauzionale (« guard-band ») che neutralizzi qualsiasi residuo di bande adiacenti in quanto si trova oltre i limiti delle bande laterali.

Dal momento che il segnale modulante non può essere sempre specificato, e può invece variare entro ampi limiti, in sede di assegnazione di canali è più facile assegnare il canale in funzione di *limiti di deviazione*, aggiungendo degli intervalli addizionali ad entrambi i lati onde evitare l'interferenza o la sovrapposizione di bande laterali adiacenti. Il canale prov-

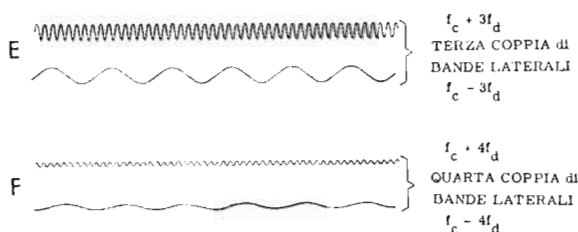



Fig. 8 - In E la terza coppia di bande laterali con le due frequenze estreme, e così pure in F la quarta ed ultima coppia. Le ulteriori coppie non superano il livello dell1% e sono perciò trascurabili.

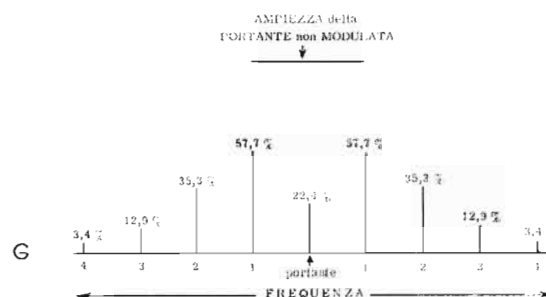



Fig. 8-G Quanto illustrato alle figure 8 precedenti è qui espresso come spettro di frequenza, con la percentuale di ampiezza della portante e delle 4 coppie di bande laterali che distano tra loro 15 kHz.

visto di tali bande laterali assicura un funzionamento privo di interferenze con le frequenze adiacenti. Poichè la frequenza portante centrale di una particolare emittente potrebbe spostarsi dal suo valore causando dette interferenze, le stesse possono essere evitate grazie alle bande precauzionali.

La **figura 10** si riferisce al caso di una modulazione del tipo ad impulsi. Con un'onda ad andamento rettangolare, come quella illustrata in **A**, lo spettro si presenta come nella sezione **B** della medesima figura.

La massima ampiezza di banda richiesta dipende — come ormai sappiamo — dall'indice di modulazione. Il grafico di figura 10 **C** viene usato analogamente a quello della figura 9. Se si conoscono, l'ammontare della deviazione e la frequenza, è facile trovare l'indice di modulazione dividendo la deviazione per la frequenza.

Ad esempio, supponiamo che la deviazione di frequenza di una portante modulata ad impulsi sia di 10 kHz. In altre parole, ogni impulso del segnale modulante sposta la frequenza portandola di colpo ad un valore di 10 kHz in più o in meno (a seconda della polarità). Se la frequenza modulante è di 1.000 Hz, l'indice di modulazione è dato da:

$$\frac{\textit{deviazione}}{\textit{frequenza}} = \frac{10\ \text{kHz}}{1\ \text{kHz}} = 10$$

Una volta individuato sull'asse orizzontale l'indice di modulazione 10, si innalza una perpendicolare da quel punto fino ad incontrare la curva. All'altezza del punto di intersezione, troviamo, sull'asse verticale, che l'allargamento di banda ammonta a circa 2,25.

La deviazione tra picco e picco è pari a 10 volte 2 ossia 20 kHz. L'allargamento di banda è perciò di 20 volte 2,25, ossia 45 kHz.

PREENFASI e DEENFASI

Preenfasi

In un trasmettitore usato per la trasmissione della voce, la variazione di frequenza è la medesima per una data ampiezza, indipendentemente dalla frequenza del segnale modulante. Tuttavia, mentre il segnale passa attraverso il trasmettitore, il ricevitore, e lo spazio che si trova tra i due, una certa quantità di rumore indesiderato e di distorsione si sovrappone al suono che si desidera trasmettere. Tale rumore è distribuito in maniera uniforme attraverso l'intero spettro delle frequenze udibili. Di conseguenza, il rapporto tra il segnale ed il rumore non desiderato diminuisce nelle frequenze più alte in quanto l'ampiezza dei segnali prodotti dalla voce umana in questa gamma non ha l'intensità che hanno invece le frequenze più basse. Oltre a ciò, la distorsione aumenta nella parte più alta dello spettro delle frequenze. Le frequenze più elevate sono quelle che più contribuiscono all'intelligibilità della voce trasmessa, in quanto le consonanti, che ne costituiscono la massima parte, hanno una intensità di picco in questa parte della gamma delle frequenze acustiche.

Per evitare una cattiva riproduzione delle consonanti a causa di un basso rapporto segnale /rumore alle estremità più alte dello spettro, si provvede ad una particolare, ulteriore amplificazione — detta **preenfasi** — per tali frequenze. Il risultato di questo procedimento non deve però provocare suoni non naturali all'atto della ricezione. Per questo motivo, nel ricevitore, si effettua il procedimento inverso, detto **deenfasi**. La combinazione di entrambi i provvedimenti permette un rapporto segnale/rumore maggiormente uniforme sull'intera gamma delle frequenze acustiche.

Un trasmettitore munito del dispositivo di preenfasi ha uno spettro di bande laterali più ampio che non senza. In generale, l'ampiezza di banda nel caso che un segnale vocale determini lo spostamento della frequenza di un trasmettitore del 100% con preenfasi, è superiore di circa un terzo ai limiti di spostamento. Se tale spostamento ammonta, ad esempio, a 75 kHz, l'ampiezza di banda totale (col 100% di modulazione) è di circa 200 kHz (150 più 50).

Il fatto che la preenfasi determini una maggiore ampiezza di banda per un dato spostamento di frequenza, deve sempre essere tenuto in considerazione. Tuttavia, l'eventualità che si manifesti una sovramodulazione non è probabile, in quanto le componenti del segnale a frequenza più elevata sono originalmente deboli, e la preenfasi riesce a stento a portarle al livello dei toni più gravi. Essa non riesce pertanto a causare la sovramodulazione di un trasmettitore a modulazione di frequenza, sebbene i limiti di variazione di frequenza subiscano un aumento. Abbiamo visto che l'ampiez-

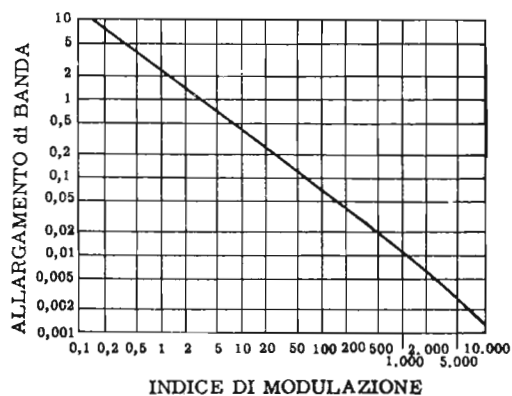



Fig. 9 - Grafico per conoscere l'allargamento di banda in relazione all'indice di modulazione.

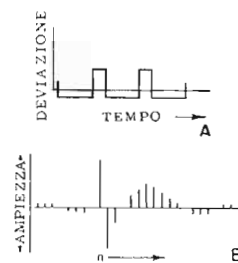



Fig. 10 - In A onda ad andamento rettangolare e, in B, spettro relativo.

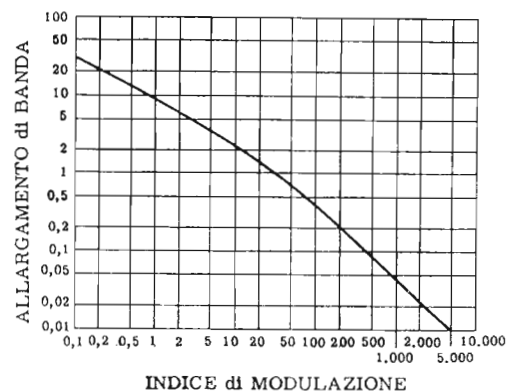



Fig. 10-C - Grafico per conoscere l'allargamento di banda in base all'indice di una modulazione ad impulsi.

za di banda effettiva aumenta con l'aumentare della frequenza del segnale acustico, ed anche che, con lo aumentare del livello della frequenza acustica alta, un numero sempre maggiore delle bande laterali esterne sale al di sopra del margine dell'1%.

Le caratteristiche di preenfasi di un trasmettitore a modulazione di frequenza possono essere specificate mediante un grafico (**figura 11**) che illustra le relazioni tra il segnale acustico d'entrata e l'uscita modulata. La frequenza dello spettro delle audio-frequenze è rappresentata sull'asse orizzontale. Su quello verticale è invece rappresentata l'uscita corrispondente ad una entrata costante rispetto alla frequenza. La curva dimostra che l'uscita resta relativamente costante tra 50 e circa 500 Hz, dopo di che sale rapidamente fino ad un valore di picco corrispondente a 15.000 Hz. Dal momento che tale aumento è specificato in db (decibel), una variazione di 6 db significa il raddoppiamento dell'ampiezza del segnale. Se sul grafico risulta un aumento di circa 18 db da 1.000 a 15.000 Hz, ciò significa che l'ampiezza è stata raddoppiata quasi tre volte. L'uscita risultante a 15 kHz, è di conseguenza « 2 volte 2 volte 2 », ossia $2^3 = 8$ volte l'uscita a 1.000 Hz.

Deenfasi

Nel ricevitore si usa — ripetiamo — un dispositivo che effettua l'operazione inversa alla preenfasi, detta deenfasi, in modo tale che il bilanciamento originale tra le frequenze alte e basse della voce non risulti alterato. Le caratteristiche della preenfasi e della deenfasi vengono normalmente ottenute mediante la combinazione di componenti di natura resistiva, capacitiva ed induttiva, inseriti in modo da determinare i rapporti desiderati tra le tensioni di ingresso e di uscita del filtro. Le caratteristiche della voce umana sono molto complesse, per cui i filtri scelti costituiscono un compromesso tra la duplicazione dell'esatto ammontare di perdita alle frequenze più alte e l'uso del minor numero possibile di componenti. Generalmente, i circuiti di preenfasi e di deenfasi sono semplici combinazioni di capacità e resistenze o di induttanze e resistenze.

Dispositivi di preenfasi

Nella sezione **A** della **figura 12** è illustrato un semplice dispositivo di preenfasi consistente in una induttanza ed in una resistenza collegate nel circuito di griglia di una valvola amplificatrice. In questo circuito, la tensione del segnale acustico è applicata ai capi dell'induttanza attraverso una resistenza in serie a quest'ultima; l'uscita viene prelevata ai capi della induttanza stessa. Dal momento che l'impedenza della bobina aumenta con l'aumentare della frequenza — mentre la resistenza resta costante — la tensione presente ai capi dell'induttanza aumenta in corrispondenza. Il rapporto tra l'induttanza la resistenza determina la costante di tempo della combinazione; la caratteristica di preenfasi può essere perfettamente definita in funzione di detta costante di tempo. Se l'induttanza è espressa in henry e la resistenza in Megaohm, la costante di tempo è in microsecondi. Ad esempio, calcoliamo la costante di tempo di un filtro come quello illustrato alla figura 12, contenente una resistenza da 0,1 Mohm, ed una induttanza di 7,5 henry.

$$\text{costante di tempo} = \frac{L}{R} = \frac{7{,}5}{0{,}1} = 75 \text{ microsecondi}$$

Per il rapporto specifico tra induttanza e resistenza della figura 12, il grafico della tensione d'uscita riferita alla tensione di ingresso è illustrato in figura 11.

Dispositivi di deenfasi

Il processo di deenfasi che viene effettuato nel ricevitore, deve presentare caratteristiche perfettamente opposte a quelle della preenfasi. Ciò è ottenuto facendo in modo che la costante di tempo determinata dalla resistenza e dalla capacità della sezione **B** della figura 12 sia eguale a quella del circuito di preenfasi. Dal momento che la reattanza capacitiva diminuisce con l'aumentare della frequenza, la tensione presente ai capi del condensatore diminuisce man mano che la frequenza aumenta. Una volta scelta la costante di tempo adatta, le frequenze più acute vengono riportate al loro livello normale. Se la capacità è espressa in microfarad, e la resistenza in ohm, il prodotto $R \times C$ dà la costante di tempo in microsecondi. Ad esempio, nel circuito della sezione B la capacità è di 0,001 µF, e la resistenza è di 75.000 ohm, per cui la costante di tempo è data da:

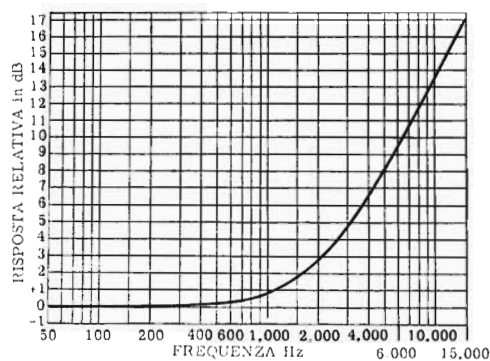



Fig. 11 - Caratteristiche di preenfasi in un trasmettitore. L'uscita a 15.000 Hz è 8 volte più elevata (18 dB) del livello a 1.000 Hz.

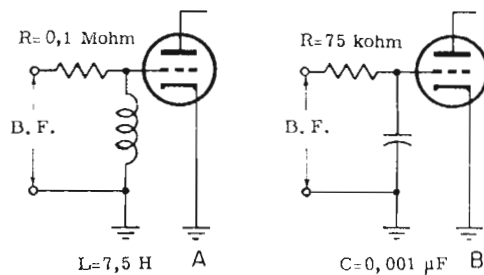



Fig. 12 - In A dispositivo di preenfasi ottenuto con resistenza e induttanza. In B dispositivo di deenfasi da contrapporre alla preenfasi di A (è ottenuto con resistenza e capacità).

costante di tempo = $R \times C$ = 75.000 x 0,001 = 75 microsecondi

ossia è eguale a quella determinata dall'induttanza e dalla resistenza della sezione A della medesima figura (preenfasi).

IL RAPPORTO SEGNALE - RUMORE

Uno dei maggiori inconvenienti della trasmissione di segnali acustici mediante la modulazione di ampiezza e la sensibilità ai rumori sia naturali che artificiali. Alcuni tra gli inconvenienti della modulazione di ampiezza — almeno per ciò che concerne il rumore e le interferenze — possono essere eliminati mediante il sistema a modulazione di frequenza. Per poter meglio comprendere come il sistema di comunicazione che si basa sulla modulazione di frequenza sia preferibile nei confronti del sistema classico a modulazione di ampiezza, dobbiamo analizzare prima il problema dei disturbi.

Sebbene la modulazione di frequenza non sia il sistema più efficace per evitare i rumori, essa costituisce tuttavia uno dei sistemi tra i più semplici. La modulazione mediante brevi impulsi di energia è maggiormente efficiente, ad esempio, ma i trasmettitori sono molto più complessi che non quelli usati per la modulazione di frequenza.

La maggior parte dei radiodisturbi si divide in due categorie principali: disturbi ad impulsi, e disturbi intermittenti. I primi consistono in rapidi impulsi di tensione a radiofrequenza che, allorchè vengono rivelati in un ricevitore, assumono le caratteristiche di frequenze acustiche ad impulsi. Essi sono spesso di ampiezza centinaia di volte maggiore di quella del segnale acustico, per cui rendono impossibile la ricezione di quest'ultimo.

Le fonti più comuni di tali rumori sono i dispositivi di accensione dei motori a scoppio; per quanto si prendano provvedimenti per eliminarli, non è tuttavia possibile escluderli completamente. Esiste infatti una componente di rumore residuo che può costituire grave difficoltà di ricezione se i segnali captati sono deboli.

Il secondo tipo di disturbo, detto fluttuante, ha un carattere di maggiore persistenza. Esso si manifesta come un'ampia gamma di impulsi diversi, aventi tra loro una relazione minima o addirittura nulla. Generalmente, questi disturbi hanno origine dalle macchine elettriche rotanti, da rettificatori con valvole a gas, da linee di distribuzione dell'energia elettrica ad Alta Tensione o di trasmissione, o da altri dispositivi analoghi. Il rumore determinato da un piccolo motore elettrico, sebbene sia spesso notevolmente meno intenso del segnale che si desidera ricevere, può tuttavia causare gravi ed insopportabili disturbi che possono impedire o quanto meno peggiorare la ricezione.

Detti disturbi possono giungere al ricevitore in vari modi: per propagazione, o tramite accoppiamenti capacitivi esistenti tra l'antenna del ricevitore ed il dispositivo che li produce. Le linee di distribuzione dell'energia elettrica, alle quali sono collegati dispositivi che producono disturbi, se si trovano in prossimità di un'antenna possono indurre in quest'ultima dei segnali corrispondenti ai disturbi stessi. Diversamente, questi possono essere ricevuti anche direttamente, attraverso la linea di alimentazione.

I disturbi fino ad ora descritti non sono distribuiti uniformemente lungo lo spettro delle frequenze. I disturbi ad impulsi sono particolarmente fastidiosi nella gamma di frequenze compresa tra i 15 e 160 MHz: i disturbi fluttuanti sono invece maggiormente presenti sulle frequenze più basse, in quanto raggiungono la massima intensità su frequenze molto inferiori a 20 MHz.

Il rumore è particolarmente dannoso se la frequenza è tale da mettere in risonanza elettrica il dispositivo che lo produce. In tal caso quest'ultimo funziona come una vera antenna trasmittente.

Ad esempio, le automobili, le cui dimensioni si approssimano alla metà della lunghezza d'onda nella gamma dei 30 MHz, causano nella medesima gamma i loro più intensi disturbi dovuti al sistema di accensione a spinterogeno, ossia a scintilla. Il rumore prodotto invece dalla scarica elettrica attraverso un gas, come nei classici raddrizzatori a vapore di mercurio, ed altri dispositivi analoghi, ha uno spettro che si estende fino alle frequenze più alte con notevole intensità; spesso tali disturbi non possono essere eliminati a causa della impossibilità di effettuare una accurata schermatura.

I disturbi naturali che possono compromettere una

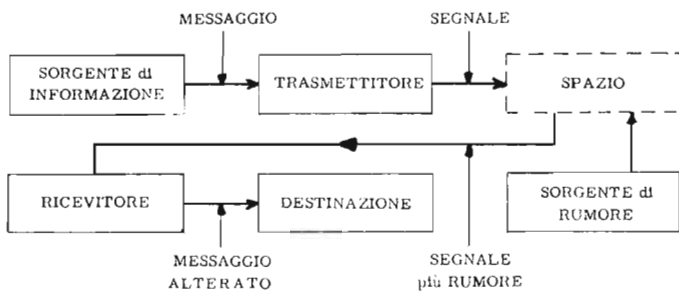



Fig. 13 - Schema a blocchi di un sistema di comunicazioni, ove è in evidenza come venga ad introdursi il fattore rumore che altera la fedeltà dell'informazione.

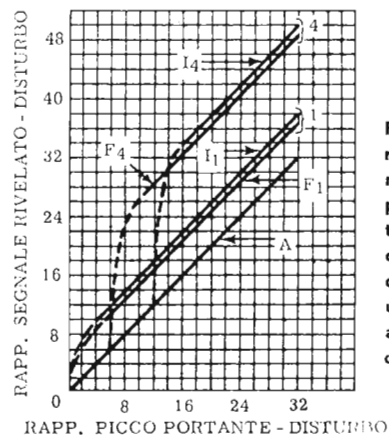



Fig. 14 - Andamento del rapporto segnale - rumore rispetto al rapporto ampiezza di picco della portante-rumore, per indice di modulazione 1 e 4. La diagonale A, inserita per un confronto, è relativa all'andamento con la modulazione d'ampiezza.

radiotrasmissione possono verificarsi per vari motivi, ed appartengono qualitativamente ad entrambi i tipi descritti. La causa più comune è da ricercarsi probabilmente nelle scariche elettriche che avvengono nello spazio sotto forma di fulmini. Questi ultimi producono disturbi percepibili anche a migliaia di chilometri di distanza, in quanto si propagano in modo analogo alle radioonde. L'intensità del segnale prodotto da perturbazioni atmosferiche locali diminuisce in maniera direttamente proporzionale all'aumento della frequenza; inoltre, le frequenze al di sopra di 40 MHz sono meno soggette a tale tipo di interferenza che non quelle inferiori.

Poichè le perturbazioni temporalesche sono più intense in estate che in inverno, è logico dedurre che durante la stagione invernale il livello di tali disturbi è minore.

Esistono altre cause di disturbi la cui origine è extraterrestre (rumore cosmico) attribuiti, ad esempio, alle macchie solari. Naturalmente, non essendo possibile sopprimerli all'origine, è necessario ricorrere ad altri sistemi per evitarli.

Un fattore che limita la sensibilità dei ricevitori per altissime frequenze è il rumore di fondo che si produce nel ricevitore stesso in seguito ad agitazione termica, ed alla corrente delle valvole. Questo rumore produce una specie di soffio sia nell'altoparlante che nella cuffia.

Un sistema generale di comunicazioni è schematizzato nella **figura 13**. La sorgente dei segnali fornisce delle oscillazioni che vengono convertite in impulsi elettrici. Questi, a loro volta, vengono trasformati in segnali le cui caratteristiche ne permettono l'irradiazione attraverso lo spazio, fino a raggiungere il ricevitore. Qui essi sono rivelati dando luogo alla riproduzione del suono originale. Nel corso della trasmissione, il segnale può subire delle modifiche dovute all'aggiunta di rumori, per cui il ricevitore non è più in grado di ricostruire alla perfezione il segnale originale. Tuttavia, in un sistema a modulazione di frequenza, se la variazione della frequenza stessa viene aumentata al di sopra di un rapporto minimo segnale/rumore, il grado di fedeltà di riproduzione aumenta.

L'effetto delle cause di disturbi nei confronti della modulazione di frequenza è sostanzialmente diverso rispetto all'effetto prodotto sulla modulazione di ampiezza. Gli impulsi di rumore fluttuante eccitano i circuiti sintonizzati del ricevitore, facendo in modo che essi oscillino sulla loro frequenza di risonanza. Tali oscillazioni interferiscono con la portante, determinando la presenza di rumori spuri all'uscita dello stadio rivelatore, dopo di che diminuiscono gradatamente fino all'impulso successivo. Il rumore ad impulsi è più che altro un disturbo che varia l'ampiezza del segnale, e viene eliminato dallo **stadio rivelatore**, il quale, nei ricevitori per F.M., **non è sensibile alle variazioni di ampiezza della portante**.

Se il segnale a frequenza modulata è molto debole rispetto al rumore, le bande laterali contenenti il segnale acustico vengono soppresse dallo stadio rivelatore. Di conseguenza, se la portante non supera una determinata intensità, la modulazione di frequenza è praticamente inferiore alla modulazione di ampiezza. Il valore minimo necessario è denominato **soglia di livello utile**, e dipende dalla variazione di frequenza. La modulazione di frequenza ha un rendimento migliore della modulazione di ampiezza solo quando il segnale è superiore al valore minimo di soglia.

La **figura 14** illustra il rapporto segnale-rumore rappresentato in senso verticale, in funzione del rapporto ampiezza massima della portante-rumore. Per un confronto è riportata una linea retta, diagonale (A) che rappresenta l'andamento nel sistema a modulazione di ampiezza. Per un indice di modulazione pari a 1, le linee tratteggiate indicano il miglioramento del rapporto segnale/rumore rispetto alla modulazione di ampiezza. La più bassa delle due, contrassegnata F_1, rappresenta il miglioramento rispetto ai rumori fluttuanti, mentre la più alta, I_1, rappresenta il miglioramento rispetto al rumore ad impulsi. Le altre linee rappresentano la medesima situazione per un indice di modulazione pari a 4. Il miglioramento ha inizio nel punto in cui la portante ha un'intensità sufficiente affinchè la curva attraversi la linea di riferimento della modulazione di ampiezza.

Per quanto tale analisi si riferisca a modulazioni sinusoidali, è sufficientemente approssimata anche nel caso di modulazioni con onde sonore di forma varia.

RICEVITORI per MODULAZIONE di FREQUENZA

I vantaggi più importanti conseguiti mediante la trasmissione a Modulazione di Frequenza consistono, come abbiamo visto, nella eliminazione quasi completa dei disturbi, sia terrestri che atmosferici, nonchè in una maggiore fedeltà di riproduzione.

Per fedeltà si intende, particolarmente in questo caso, la misura dell'attitudine, la parte del circuito demodulatore del ricevitore, a riprodurre i suoni trasmessi: ciò implica naturalmente un adeguato funzionamento di tutti gli stadi precedenti il demodulatore e, ovviamente, anche degli stadi dell'amplificatore di Bassa Frequenza. In effetti, è necessario che il ricevitore abbia una banda passante sufficientemente larga (canale di Media Frequenza in particolare) per consentire il passaggio e l'amplificazione indistorta di tutte le note acustiche, fondamentali o armoniche, contenute nel suono originale che costituisce la modulazione della portante. Nella trasmissione a modulazione di ampiezza — come sappiamo — la massima frequenza acustica che è concesso trasmettere, e quindi riprodurre, è di 4,5 kHz: nella modulazione di frequenza si può giungere a ben 15 kHz. Ciò dimostra che, nel secondo caso, la fedeltà ottenibile è di gran lunga più soddisfacente. Per questo motivo il sistema F.M. ha visto una rapida e notevole affermazione, e si può dire che nel giro di pochi anni abbia raggiunto senz'altro un campo di applicazione pari a quello del vecchio sistema A.M.

L'AMPLIFICAZIONE a RADIOFREQUENZA in F.M.

Scopo principale degli stadi di amplificazione a radiofrequenza è quello di aumentare il rapporto segnale-rumore. Esistono vari circuiti le cui caratteristiche permettono di ottenere buoni risultati, anche agli effetti della stabilità di accordo. Dal momento che lo stadio amplificatore a radiofrequenza riceve, ovviamente, segnali più deboli che non qualsiasi altro stadio del ricevitore — e in considerazione, inoltre, della sua posizione all'entrata del ricevitore — è logico che ogni perturbazione che in esso avviene si ripercuota con maggior danno negli stadi seguenti. Lo stadio in questione, più che di amplificare deve essere in grado, sopratutto, di eliminare le interferenze di immagine e le altre frequenze non desiderate. In particolare — poichè, trattandosi nella generalità dei casi di ricevitore supereterodina, si ha un oscillatore locale che può causare notevoli interferenze — occorre prevedere adeguate misure onde eliminare all'origine disturbi, evitandone la irradiazione, e ciò si ottiene appunto, anteponendo allo stadio convertitore, uno stadio amplificatore a radiofrequenza. Questo accorgimento è particolarmente utile nei casi in cui diversi ricevitori debbano funzionare a breve distanza tra loro.

L'amplificazione ed il rumore

Nessuno stadio amplificatore può distinguere il segnale di rumore — presente nella banda passante — dai segnali utili; lo stadio amplifica perciò entrambi i segnali in modo uniforme. Infine, dato che i disturbi non hanno una fase costante, essi generano, di volta in volta, (come si è spiegato nella lezione 73ª, al paragrafo «preenfasi e rapporto segnale-disturbo») dei battimenti vari di disturbo, che vengono anch'essi amplificati. Gli stadi successivi del ricevitore amplificano il rumore presente nel primo stadio e ne aggiungono a loro volta, del loro. E' però, in genere, il primo stadio a determinare il livello complessivo del rumore: basta infatti un guadagno di 5 volte nel rapporto segnale/disturbo ottenuto nel primo stadio, per diminuire il rumore introdotto successivamente dallo stadio convertitore; un guadagno di 10 nel primo stadio rende addirittura trascurabile il rumore generato dallo stadio convertitore.

CIRCUITI di AMPLIFICAZIONE a RADIOFREQUENZA

Gli stadi di amplificazione a radiofrequenza dei ricevitori F.M. funzionano in classe A (cioè senza corrente di griglia), e sono collegati in vario modo: catodo a massa, (ossia secondo il sistema convenzionale), griglia a massa, e placca a massa (ossia con accoppiamento catodico detto « cathode follower »). Tali collegamenti, oltre che per i triodi, valgono anche per i pentodi e per i tetrodi, in quanto la griglia schermo e le altre griglie agli effetti della radiofrequenza, sono normalmente al potenziale di massa.

Conosciamo già il circuito di ingresso di uno stadio amplificatore a radiofrequenza, e sappiamo che esso consiste in un trasformatore che ha il compito di adattare l'impedenza dell'antenna a quella di ingresso della valvola.

Nella modulazione di frequenza, il conduttore che dall'antenna va al ricevitore, detto anche linea di antenna, può essere del tipo *coassiale* oppure a *linee parallele*. Vedremo ciò in dettaglio alla lezione riservata alle antenne. Diciamo intanto che, nel primo caso, il con-

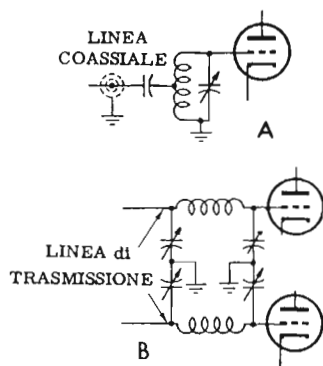



Fig. 1 - Circuiti di ingresso di amplificatori a radiofrequenza.

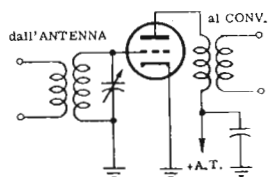



Fig. 2-A - Amplificatore con catodo a massa. Con triodi il rapporto segnale-disturbo è buono: occorre la neutralizzazione. Con pentodi detto rapporto è scadente.

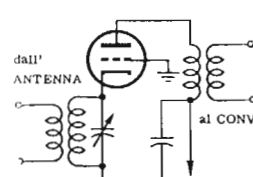



Fig. 2-B - Amplificatore con griglia a massa. Evita la neutralizzazione nel caso del triodo: l'amplificazione però, è minore di quella del circuito di Fig. 2 A.

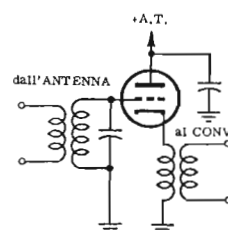



Fig. 2-C - Amplificazione con placca a massa (per la radiofrequenza). Non offre guadagno, ma è molto utile per la bassa impedenza d'uscita, e viene spesso adottato.

duttore esterno è a potenziale di massa e il circuito di ingresso non è bilanciato, mentre nel secondo caso, le tensioni presenti nei due conduttori paralleli sono eguali e sfasate tra loro di 180°, e rispetto a massa, sfasate di 90°.

Agli effetti della selettività, occorre tener presente che — a differenza di ciò che avviene con la modulazione di ampiezza — nella modulazione di frequenza i circuiti di sintonia devono permettere il passaggio non solo della portante, ma anche delle sue deviazioni attorno alla frequenza nominale. In altre parole, la selettività relativa dei circuiti sintonizzati deve essere minore che non per la modulazione di ampiezza.

Allo scopo di raggiungere la giusta selettività, anche in questo caso, naturalmente, il grado di accoppiamento tra primario e secondario assume un ruolo di notevole importanza.

La **figura 1** illustra due circuiti di ingresso per amplificatori a radiofrequenza: uno è del tipo non « bilanciato », ossia a linea coassiale (A), l'altro è del tipo « bilanciato », cioè a linea di trasmissione (d'entrata) parallela (B). Ne esistono però altri ancora, che conosceremo in seguito.

Alla **figura 2** sono illustrati i tre tipi principali di amplificatori a radiofrequenza.

Il circuito della sezione **A**, con catodo a massa, è a noi ormai familiare. Esso può fare uso, per l'ingresso, delle linee bilanciate, o meno, viste alla figura 1: per l'uscita, invece, vi è il prelievo a mezzo di un circuito risonante collegato in serie alla placca. In questo caso è indispensabile neutralizzare le capacità interelettrodiche onde evitare oscillazioni. Il rapporto segnale-rumore è elevato se si usa un triodo, mentre è scadente — particolarmente nei confronti dei circuiti che citeremo in seguito — se si usa un pentodo.

Il circuito della sezione **B**, con griglia a massa, permette l'uso del triodo senza necessità di neutralizzazione; tuttavia, il rendimento è inferiore rispetto al circuito già visto, a causa della minore amplificazione.

Il terzo sistema infine, con accoppiamento catodico, illustrato nella sezione **C**, ha sempre un coefficiente di amplificazione addirittura inferiore all'unità; ciò significa che — praticamente — la sua adozione comporta una lieve attenuazione. L'impedenza d'uscita è notevolmente bassa, contrariamente a quella di entrata. Un tale stadio, nonostante non apporti amplificazione, viene spesso adottato, appunto per queste sue prerogative; ha inoltre, il vantaggio di evitare le oscillazioni parassite, e presenta una grande stabilità: viene ampiamente impiegato sia nei ricevitori commerciali che nei ricevitori televisivi.

Esistono anche circuiti di amplificazione a radiofrequenza a due valvole, funzionanti in opposizione di fase, che possono essere realizzati con i tre sistemi ora descritti: nella maggior parte dei casi il sistema preferito è quello che prevede il collegamento a massa di entrambe le griglie. Nei casi in cui si desidera una forte preamplificazione a radiofrequenza, si possono usare anche due stadi in cascata, con vari circuiti; sul loro funzionamento non ci dilungheremo in quanto esso è analogo a quello descritto a suo tempo a proposito del funzionamento della valvola come amplificatrice a radiofrequenza nel campo della normale modulazione di ampiezza.

Gli STADI MESCOLATORI e CONVERTITORI

Come già sappiamo, il convertitore di frequenza di un ricevitore supereterodina provoca un battimento tra il segnale proveniente dall'antenna (eventualmente amplificato dallo stadio amplificatore a radiofrequenza) e l'oscillazione prodotta dall'oscillatore locale.

La mescolazione, ricordiamo, origina due battimenti di frequenza, uno pari alla somma e l'altro alla differenza delle frequenze in gioco. Di norma, viene usato come Media Frequenza il battimento corrispondente alla differenza. Dal momento che le oscillazioni prodotte nel ricevitore sono di ampiezza molto maggiore di quelle provenienti dall'aereo, la percentuale di modulazione (modulazione presente solo nel segnale in arrivo) del segnale di Media Frequenza risultante è bassa; ciò impedisce la formazione di bande laterali spurie. Nel caso che l'oscillatore locale generi delle armoniche, il circuito accordato di entrata evita la irradiazione di battimenti spuri a Media Frequenza. Gli stadi mescolatori possono essere di vari tipi:

Mescolatore a diodo. Il circuito è illustrato alla **figura 3**. Esso è utilizzato solo per la ricezione di frequenze molto elevate (UHF). Può funzionare sfruttando le armoniche di un oscillatore locale di frequenza relativamente bassa, vale a dire assai inferiore a quella della portante del segnale da ricevere. Questa condizione

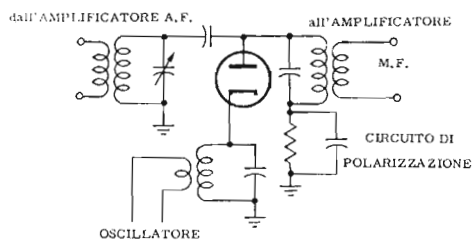



Fig. 3 - Stadio mescolatore a diodo. E' adatto alla ricezione di frequenze molto alte: l'oscillazione locale può essere però a frequenza assai più bassa di quella entrante. Presenta l'inconveniente di irradiare onde di disturbo.

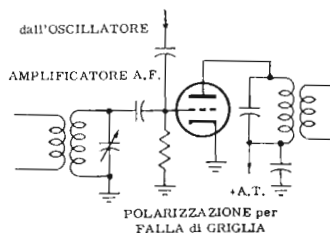



Fig. 4-A - Mescolatore a triodo nel quale il segnale dell'oscillatore locale viene introdotto sulla griglia.

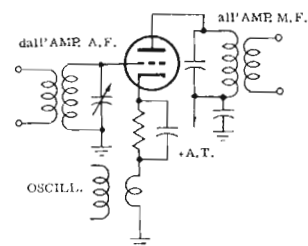



Fig. 4-B - Qui il segnale dell'oscillatore è accoppiato induttivamente sul catodo, con miglioramento della stabilità.

di lavoro è quella attuata nella pratica corrente. Il pregio del convertitore a diodo, specie se il diodo è un cristallo semiconduttore, è quello di avere un basso rumore, grazie all'assenza, in quest'ultimo caso, del filamento, e quindi del ronzio dovuto alla corrente alternata di accensione.

Dato lo scarso disacoppiamento tra il circuito dell'oscillatore ed il circuito d'ingresso, si ha una notevole irradiazione del segnale dell'oscilatore locale.

Il segnale proveniente dall'oscillatore locale viene rettificato dal diodo: la corrente dovuta alla tensione del segnale dell'oscillatore scorre, in seguito alla rettificazione, a semiperiodi attraverso il diodo stesso. Un circuito accordato, posto in serie al catodo, ristabilisce la sinusoidalità del segnale a Media Frequenza, mentre la capacità propria del circuito costituisce una via di passaggio, o meglio di fuga, a massa, per la componente ad Alta Frequenza e per il battimento a frequenza somma, che non interessano. Data la pur minima capacità esistente tra catodo e filamento, spesso è necessario inserire delle impedenze per Alta Frequenza in serie ai ·collegamenti del filamento, onde evitare che le oscillazioni, tramite tale capacità, vengano convogliate a massa. Praticamente, il diodo agisce sia da modulatore che da organo di accoppiamento dei due segnali: nel suo circuito anodico, secondo la tecnica abituale, un apposito trasformatore preleva il battimento a Media Frequenza e lo trasferisce agli stadi successivi per l'ulteriore amplificazione.

Mescolatore a triodo. La **figura 4** illustra i due tipi di circuito normalmente impiegati secondo questo sistema. La differenza tra i due circuiti consiste nella soluzione adottata per l'accoppiamento dell'oscillatore locale.

Nella sezione **A**, l'oscillatore è accoppiato mediante una capacità connessa alla griglia, mentre nella sezione **B**, è accoppiato mediante un trasformatore in serie al circuito catodico, così come abbiamo visto per il mescolatore a diodo. Il secondo sistema permette una maggiore stabilità di funzionamento, grazie alla minore impedenza del circuito interessato.

In tutti e due i casi il battimento avviene per il fatto che entrambi i segnali determinano variazioni nella corrente anodica della valvola: di conseguenza, ai capi del circuito sintonizzato collegato in serie alla placca, è presente la tensione del battimento a Media Frequenza che viene trasferita allo stadio seguente, come sempre, tramite un trasformatore.

Mescolatore a doppio triodo. Il circuito in controfase con catodo a massa è molto usato per frequenze fino a 600 MHz. Come si vede nella **figura 5**, l'oscillatore viene accoppiato induttivamente al circuito di ingresso. Il vantaggio di questo sistema consiste nel fatto che, sia la frequenza dell'oscillatore locale, che quella del segnale in arrivo, vengono completamente eliminate nel circuito di placca grazie all'opposizione di fase, a vantaggio del rapporto segnale-rumore e della stabilità. Un altro circuito a doppio triodo è illustrato nella **figura 6**; in esso, l'accoppiamento tra le due frequenze avviene in quanto il catodo è in comune. Grazie alla notevole indipendenza tra l'oscillatore ed il circuito di ingresso, non vi è pericolo di oscillazioni parassite. Anche questo circuito permette di ottenere una buona stabilità di funzionamento.

Mescolatore a pentodo. Il circuito di **figura 7** è uno dei più usati nei ricevitori commerciali per F.M., in quanto, oltre alla necessaria stabilità, permette una notevole amplificazione. La tensione di rumore prodotta è il doppio di quella generata da un triodo avente la medesima trasconduttanza, tuttavia, la presenza della griglia schermo attenua la capacità tra griglia e placca evitando le oscillazioni parassite.

Col circuito a pentodo sarebbe possibile iniettare sul catodo il segnale dell'oscillatore locale mediante un trasformatore; tale sistema comporterebbe però un aumento dell'induttanza del circuito di catodo, e quindi un aumento del tempo di transito nella valvola, con conseguente perdita sul circuito anodico.

Mescolatori con valvola multigriglia. Un circuito di questo tipo è illustrato alla **figura 8**. L'inconveniente dei convertitori multigriglia è rappresentato dal loro maggiore rumore che la elevata amplificazione del segnale di ingresso non riesce completamente ad eliminare. Gli inconvenienti più gravi derivano dall'accoppiamento della griglia pilota con la griglia collegata all'oscillatore attraverso la capacità interelettrodica. Ciò riduce il coefficiente di amplificazione, e rende necessaria la aggiunta di una piccola capacità di neutralizzazione tra tali elettrodi.

Anche per la modulazione di frequenza è possibile realizzare stadi che incorporano l'oscillatore ed il me-

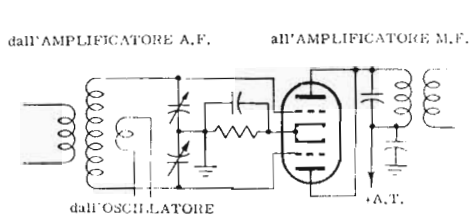



Fig. 5 - Mescolatore a doppio triodo: offre il vantaggio di un buon rapporto segnale-rumore data l'eliminazione, nel circuito di placca, della frequenza entrante e della oscillazione locale.

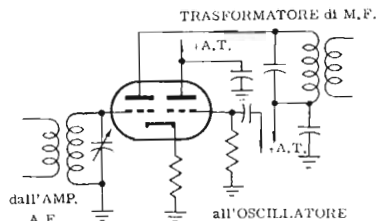



Fig. 6 - Altro mescolatore a doppio triodo. Oscillatore e circuito di ingresso sono molto indipendenti, da cui una buona stabilità di funzionamento.

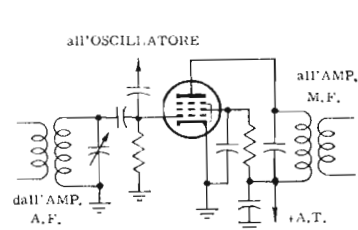



Fig. 7 - Mescolatore a pentodo. Nonostante un fattore rumore elevato è molto usato nei ricevitori per l'amplificazione e per la stabilità che consente.

scolatore in una valvola, come abbiamo visto a proposito della modulazione di ampiezza.

Un circuito tipico è illustrato alla **figura** 9. Lo stadio oscillatore consiste in un circuito « Hartley » che si basa sulla reciproca influenza tra il catodo e la prima griglia: le oscillazioni così provocate determinano, a loro volta, variazioni nella corrente anodica, variazioni che si sovrappongono a quelle causate dal segnale proveniente dell'amplificatore a radiofrequenza e applicato alla terza griglia. Il battimento risultante a Media Frequenza è presente, secondo la tecnica usuale, ai capi del primario sintonizzato del trasformatore a Media Frequenza posto in serie all'anodo.

L'Oscillatore

La stabilità dello stadio oscillatore ha importanza fondamentale in tutti i ricevitori supereterodina, ma tale importanza si accresce nei ricevitori per Modulazione di Frequenza. Poichè il battimento, vale a dire il valore della Media Frequenza prescelta, è basato in genere su 10,7 MHz, ed è ottenuto per differenza tra il segnale dell'oscillatore e quello di antenna, risulta ovvio che la gamma di lavoro dell'oscillatore — stanti le assegnazioni internazionali per le emissioni di radiodiffusione in F.M. (87,5 - 100 MHz) — dovrà essere compresa tra 98,2 e 110,7 MHz. Con valori così elevati la stabilità della frequenza generata dipende per lo più dalla costanza della temperatura, dalla stabilità delle tensioni di alimentazione, nonchè dalla assenza di vibrazioni meccaniche nei circuiti componenti l'oscillatore. I circuiti oscillatori di funzionamento più soddisfacente sono quelli nei quali l'influenza delle capacità interelettrodiche della valvola oscillatrice sul valore della frequenza generata sono minime.

Il circuito di uso più comune è l'oscillatore « Colpitts » convenzionale, o alcune derivazioni del medesimo. In questo circuito, l'accoppiamento reattivo avviene — come sappiamo — mediante due condensatori in serie che, a loro volta, sono in parallelo alla capacità interelettrodica della valvola. Il valore massimo della capacità in serie è determinato dal valore necessario dell'impedenza di carico del circuito oscillatore, nel quale si verificano le oscillazioni. Per evitare gli inconvenienti che derivano dall'uso di capacità piccole, (maggiore instabilità di frequenza) si usa spesso il circuito oscillatore «Clapp» — derivato dal «Colpitts» — nel quale i condensatori in serie fanno parte del circuito oscillatore, e la sintonia viene ottenuta mediante la variazione di una piccola capacità in serie alla bobina. Questo sistema permette una buona stabilità in quanto non è praticamente influenzato dalle variazioni della capacità d'ingresso della valvola. Entrambi i circuiti hanno tuttavia lo svantaggio di consentire una gamma di sintonia ristretta, a causa della capacità minima del condensatore variabile. Nei casi in cui è indispensabile disporre di una gamma di sintonia più ampia, si preferisce l'uso dei circuiti « Hartley » e « Armstrong », anche se meno stabili.

Le cause di instabilità — come abbiamo detto — possono essere elettriche, meccaniche e termiche. Le prime possono essere imputate alle eventuali variazioni della tensione di alimentazione, sia anodica che di accensione, in quanto la frequenza di funzionamento è in relazione a dette tensioni oltre che alle caratteristiche del circuito oscillante. L'inconveniente può essere evitato mediante l'uso di opportuni stabilizzatori di tensione. Le variazioni meccaniche sono da individuarsi nelle variazioni infinitesimali delle dimensioni e della distanza tra i componenti, dovute alla presenza di vibrazioni. L'unico rimedio consiste nell'uso di componenti robusti e rigidi, montati su supporti antivibranti. Le variazioni termiche infine, sono imputabili, come la parola stessa dice, alle variazioni di temperatura, dovute al calore sviluppato dalle valvole, dal trasformatore di alimentazione, ecc. La tecnica moderna ha posto dei rimedi a quest'ultimo inconveniente mediante la costruzione di condensatori ceramici detti a « basso coefficiente di temperatura », relativamente insensibili alle variazioni di quest'ultima.

Un'ulteriore causa di instabilità è la presenza di umidità, alla quale si può ovviare imbevendo le parti componenti dei circuiti oscillanti di sostanze anigroscopiche, oppure ponendo questi ultimi in involucri a chiusura ermetica.

L'AMPLIFICATORE a MEDIA FREQUENZA

Poichè la tensione uscente dallo stadio convertitore è dell'ordine dei microvolt, mentre quella richiesta dal rivelatore per un funzionamento corretto e lineare è di qualche volt, risulta chiaro che l'amplificatore a Me-

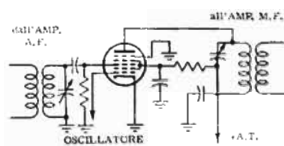



Fig. 8 - Mescolatore a valvola multipla.

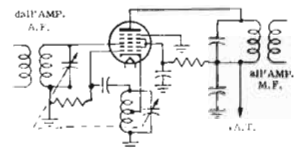



Fig. 9 - Oscillatore e mescolatore a valvola unica.

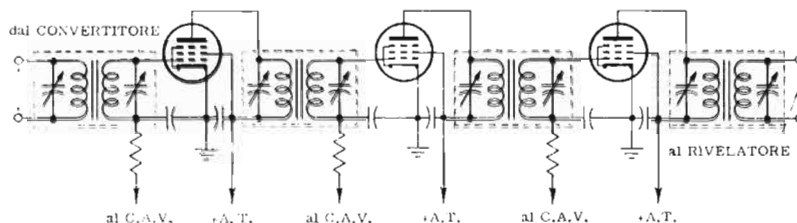



Fig. 10 - Amplificatore di media frequenza, a tre stadi. Comporta otto circuiti sintonizzati e la curva di responso finale deriva dalla sovrapposizione delle curve di tali circuiti. Ogni stadio restringe l'ampiezza di banda, vale a dire, aumenta la selettività.

dia Frequenza deve amplificare il segnale da 100.000 ad 1.000.000 volte. Ciò è ottenuto con un numero di stadi amplificatori, variabile a seconda della classe del rivelatore. Come nella normale supereterodina A.M., l'amplificatore a Media Frequenza determina anche qui il grado di selettività del ricevitore: esso deve consentire l'amplificazione indistorta della sola gamma di frequenze che interessano la stazione sintonizzata, eliminando le frequenze immagine o le interferenze dovute a trasmettitori che funzionano su canali adiacenti a quello su cui è sintonizzato il ricevitore.

La selettività di un amplificatore a Media Frequenza è determinata dalla larghezza della sua banda passante, cioè dalla gamma di frequenze maggiormente amplificata. Per ottenere l'amplificazione necessaria con una larghezza di banda sufficiente, è necessario l'uso di almeno due o tre stadi.

La **figura 10** illustra appunto un amplificatore di Media Frequenza a tre stadi. Ognuno degli otto circuiti sintonizzati presenti tra l'uscita del mescolatore e l'ingresso del rivelatore ha una curva di risposta del tipo a « campana » a noi già nota.

Il responso dell'intero amplificatore risulta dalla sovrapposizione delle curve dei singoli circuiti accordati. La larghezza di banda presente sul picco della curva di ogni circuito dipende dal Q del circuito stesso, secondo la seguente relazione:

$$\text{ampiezza di banda in kHz} = \frac{\text{freq. centrale in kHz}}{Q}$$

Quando si usano due circuiti sintonizzati di eguale Q, accoppiati al punto critico, la banda passante dei due circuiti presi complessivamente risulta più stretta delle bande passanti dei circuiti singoli.

Si supponga infatti, che ognuno degli otto circuiti accordati attenui di 3 dB una frequenza che dista 50 kHz dalla portante; l'attenuazione finale di questa frequenza risulterà:

$$3 \times 8 = 24 \text{ dB}$$

Ciò illustra come l'ampiezza di banda si restringa all'aumentare del numero di stadi, il che equivale a dire che la selettività aumenta col crescere di questi ultimi.

Nei ricevitori a Modulazione di Frequenza adatti alla ricezione di frequenze relativamente basse, la distanza tra le frequenze delle varie emittenti può scendere fino a 50 kHz. Allo scopo di evitare interferenze all'atto della ricezione, è necessaria allora una notevole selettività: è da tenere presente che l'aumento di selettività di uno stadio ne aumenta contemporaneamente il fattore di amplificazione. A causa delle difficoltà derivanti dalle reazioni induttive e capacitive e dalla instabilità, esiste un limite all'amplificazione che può essere ottenuta mediante un amplificatore a Media Frequenza.

Raramente è possibile ottenere una selettività sufficiente ad eliminare la frequenza immagine mediante l'uso di un solo stadio di amplificazione a Media Frequenza, ed è inoltre necessario avere una amplificazione elevata.

Vi sono ricevitori in cui la conversione di frequenza viene eseguita due volte: in tali apparecchi, detti a *doppia conversione*, l'amplificatore a Media Frequenza viene diviso in due sezioni funzionanti su due frequenze diverse in seguito alla presenza di un secondo convertitore, analogo al primo. Ciò riduce il pericolo di instabilità. La prima sezione a Media Frequenza, funzionante a frequenza più alta, permette più facilmente l'eliminazione dell'interferenza di immagine, mentre la seconda parte, funzionante a frequenza più bassa, consente di raggiungere la selettività necessaria.

Nei ricevitori destinati invece al funzionamento su frequenze molto elevate, a larga banda, la doppia conversione non è indispensabile in quanto è minore, in tal caso, la necessità di separare i canali adiacenti, maggiormente distanti tra loro.

Tuttavia, le caratteristiche dell'amplificatore di Media Frequenza non possono esimersi dal consentire, nello stesso tempo, la necessaria larghezza di banda, un guadagno elevato, e la selettività richiesta per la reiezione dei canali adiacenti.

Un amplificatore di Media Frequenza con accoppiamento a trasformatore come quello illustrato alla figura 10 ha una caratteristica di selettività che dipende dal grado di accoppiamento tra il primario ed il secondario di ogni trasformatore. La **figura 11** illustra la curva di risposta corrispondente a vari gradi di accoppiamento. Dal momento che le bande laterali si estendono ad una distanza considerevole su entrambi i lati della frequenza centrale, è necessario che la curva presenti una parte piatta sulla sommità, il più pos-

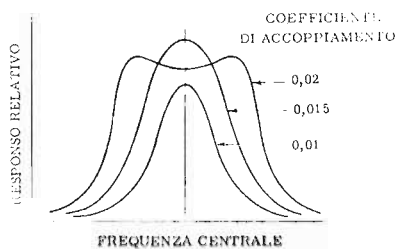



Fig. 11 - Curve di risposta di trasformatori di Media Frequenza, relative a diversi coefficienti di accoppiamento.

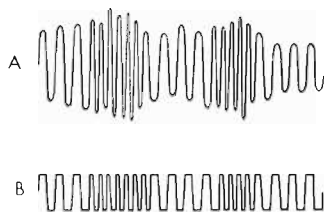



Fig. 12 - In A è la forma dell'onda che ha subito una modulazione di ampiezza, ed in B la forma dopo il passaggio nello stadio limitatore.

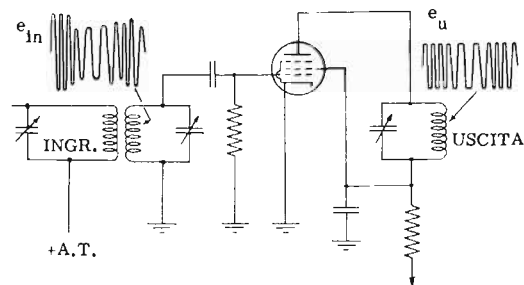



Fig. 13 - Circuito di limitatore. La tensione anodica è volutamente bassa: il segnale di ingresso porta facilmente all'interdizione, il cui effetto sull'onda è visibile all'uscita.

sibile ampia. Oltre a ciò, è necessaria una rapida caduta del responso oltre i limiti della banda passante, onde attenuare i canali adiacenti. Scegliendo il grado opportuno di accoppiamento in modo tale che il coefficiente, « k », sia pari a 0,015, è possibile ottenere in un gran numero di stadi una curva di responso totale nella quale « k » è eguale a 1. Il valore di « k » viene ricavato dalla formula seguente:

$$\textit{coefficiente di accoppiamento, } «k» = \frac{1}{\sqrt{Q_p \times Q_s}}$$

nella quale Q_p e Q_s sono i valori di Q, rispettivamente per il primario ed il secondario. Ad esempio, supponiamo che il primario ed il secondario abbiano il medesimo valore di Q corrispondente a 66,7. Applicando la formula si ha:

$$«k» = \frac{1}{\sqrt{66,7 \times 66,7}} = 1 : 66,7 = 0,015$$

Tale circuito ha la caratteristica di responso riportata — in base a tale valore di « k » — alla figura 11.

Sappiamo per quale motivo il funzionamento di un trasformatore di accoppiamento determina il guadagno e la selettività dello stadio. Generalmente, questi trasformatori sono regolabili onde poterli predisporre per il massimo rendimento. Il trasformatore può essere sintonizzato mediante condensatori variabili collegati ai capi delle induttanze fisse primarie e secondarie, oppure i condensatori possono essere fissi, e variabili le induttanze mediante la maggiore o minore introduzione di nuclei ferro-magnetici. L'accoppiamento tra le bobine viene regolato in fase di montaggio, ponendo gli avvolgimenti alla distanza opportuna. I trasformatori funzionanti a frequenze inferiori nella seconda sezione dei ricevitori a doppia conversione sono analoghi.

L'amplificatore a Media Frequenza deve avere la massima selettività, senza però apportare distorsioni alle bande laterali: in altre parole, il responso alla frequenza deve essere assolutamente simmetrico rispetto alla frequenza centrale, onde evitare che una banda venga amplificata più dell'altra. Ciò comporterebbe una notevole distorsione dei segnali a frequenza acustica.

La taratura di un amplificatore a Media Frequenza consiste nell'allineamento di tutti i circuiti accordati dei vari trasformatori interstadio, mediante un procedimento che verrà descritto a suo tempo. Ci basti sapere, per ora, che anch'essa, così come quella della A.M., deve essere eseguita in modo da consentire la massima amplificazione, compatibilmente con le esigenze di selettività e di fedeltà di riproduzione.

Una delle caratteristiche degli stadi di amplificazione a Media Frequenza è la massima stabilità, che viene raggiunta sia con un'accurata costruzione dei componenti, sia con una esatta taratura e con i dovuti accorgimenti di montaggio. E' necessario che tutti i collegamenti siano rigidi, onde non provocare variazioni di capacità tra di essi, a taratura ultimata: variazioni del genere comprometterebbero il responso dei singoli stadi. E' inoltre opportuno evitare gli accoppiamenti parassiti che possono determinare oscillazioni indesiderate, sia su tutta la gamma che su una parte di essa. Vedremo a suo tempo quali sono i provvedimenti necessari.

Lo STADIO LIMITATORE

Il compito dello stadio limitatore consiste nella eliminazione di qualsiasi forma di modulazione di ampiezza; ciò significa che **il segnale che entra nello stadio rivelatore deve avere una ampiezza rigorosamente costante.** Sappiamo che i segnali a modulazione di frequenza emessi dal trasmettitore variano in frequenza conformemente alla modulazione; tuttavia, durante il percorso necessario per raggiungere il ricevitore, essi subiscono delle variazioni di ampiezza dovute alle condizioni di propagazione, nonchè agli agenti esterni che determinano, come abbiamo visto, i vari disturbi. Tali variazioni vengono amplificate negli stadi di conversione e di amplificazione a Media Frequenza, fino allo ingresso dello stadio limitatore. In questo punto la radio frequenza modulata si presenta come nella sezione **A** della **figura 12**. La sezione **B** illustra invece l'aspetto del segnale all'uscita dello stadio limitatore.

La **figura 13** è relativa al circuito di un limitatore a falla di griglia: si tratta di un pentodo a pendenza elevata, polarizzato per corrente di griglia. Dal momento che le tensioni di placca e di schermo sono volutamente basse, il valore di polarizzazione che determina l'interdizione della corrente anodica viene raggiunto facilmente allorchè il segnale di ingresso ha una ampiezza di qualche volt. Il funzionamento può essere compreso facilmente osservando il grafico della **figura 14**: il tipo

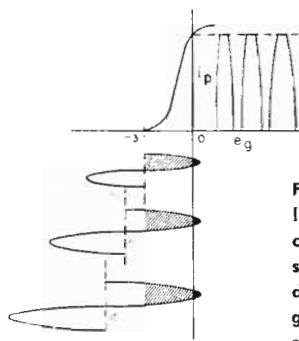



Fig. 14 - Grafico relativo al limitatore della figura precedente. I picchi positivi del segnale entrante (in basso) determinano corrente di griglia. La corrente di placca scorre per quasi tutto il semiperiodo positivo ed è costante: ne deriva l'uscita visibile in alto a destra.

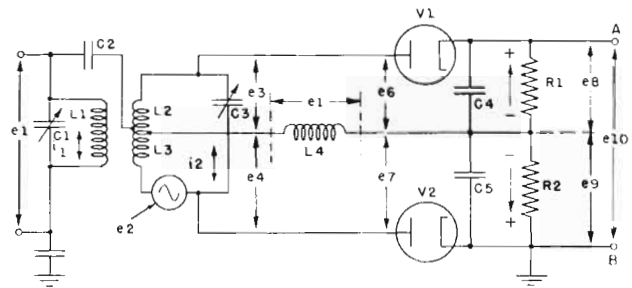



Fig. 15A - Rivelatore per F.M. del tipo a discriminatore. La tensione d'uscita, e_{10}, varia in polarità ed ampiezza in relazione alle variazioni di frequenza della tensione di entrata e_1.

di polarizzazione usato è tale da permettere la regolazione automatica ad un valore che consente ai picchi positivi del segnale di rendere la griglia positiva, determinando una corrente di griglia. Supponiamo che un segnale, la cui ampiezza superi quella di interdizione, venga applicato alla griglia della valvola. In tal caso si sviluppa una polarizzazione eguale all'ampiezza di picco. Conformemente, la corrente di griglia sarà presente durante brevi frazioni dei semiperiodi positivi, (zone tratteggiate nel disegno). D'altra parte, la corrente di placca scorre durante quasi tutto il semiperiodo positivo.

Non appena l'ampiezza del segnale aumenta, aumenta contemporaneamente la polarizzazione, mentre la tensione critica della griglia rimane la medesima. La corrente di placca viene così a subire variazioni minime. Ne consegue che l'ammontare della corrente di placca che scorre nello stadio limitatore è approssimativamente costante per tutti i segnali la cui ampiezza è abbastanza grande da sviluppare una polarizzazione maggiore della tensione di interdizione.

Questo dispositivo non ha alcuna influenza sulle variazioni di frequenza, e, a causa dell'effetto « volano » dei circuiti oscillanti, ogni oscillazione viene trasmessa allo stadio rivelatore con una forma egualmente sinusoidale. Allorchè i segnali ricevuti hanno un'ampiezza inferiore a quella detta sopra, l'azione del limitatore viene meno in quanto lo stadio agisce nei loro confronti come un'amplificatore in classe A. Per questo motivo, gli stadi che precedono il limitatore devono consentire un'amplificazione sufficiente per determinare un funzionamento soddisfacente di quest'ultimo nei confronti dei segnali in arrivo più deboli.

Esistono diversi tipi di stadi rivelatori per F.M.: ognuno ha, logicamente, dei vantaggi e degli inconvenienti.

I due tipi più comuni sono il **discriminatore** ed il **rivelatore a rapporto.** Esistono inoltre, vari tipi di rivelatori detti ad **oscillatore bloccato.**

Il rivelatore a **pendenza** — sebbene raramente usato — merita di essere menzionato a causa della sua semplicità. Risulta costituito da un normale rivelatore AM, che viene fatto lavorare su un fianco della curva di risposta del canale di Media Frequenza. In questo modo le variazioni di frequenza della portante sono convertite in variazioni di ampiezza, sebbene non in maniera proporzionale (la curva di risposta dell'amplificatore a Media Frequenza — come sappiamo — ha un andamento a campana). Il normale rivelatore AM demodula, a sua volta, il segnale convertito in una modulazione di ampiezza. Naturalmente, il rivelatore a pendenza ha un rendimento assai scadente perchè il tratto lineare della sua caratteristica di lavoro è esteso solo per qualche decina di kHz contro i 200 ed oltre necessari. Qualsiasi ricevitore A.M. è quindi in grado di riprodurre, in modo distorto, un segnale FM, dissintonizzando leggermente il canale di trasmissione rispetto al rivelatore.

RIVELATORI per MODULAZIONE di FREQUENZA

Discriminatore

La figura **15-A** ne illustra il circuito di principio. Il discriminatore deve essere preceduto da uno o più stadi limitatori, in quanto è sensibile oltre che alle variazioni di frequenza anche a quelle di ampiezza, e queste ultime non interessano. Il suo compito è sostanzialmente quello di determinare una tensione d'uscita e_{10} che varia in ampiezza seguendo le variazioni di frequenza del segnale in arrivo, e_1.

Le eventuali variazioni di ampiezza devono essere eliminate in precedenza. La tensione di ingresso, e_1, è applicata ai capi del circuito sintonizzato di ingresso. La corrente i_1 è in ritardo di 90° rispetto ad e_1. La tensione indotta, e_2, è in ritardo rispetto a i_2 di altri 90° per cui e_2 è sfasata di 180° rispetto ad e_1, come è illustrato nella sezione 1 della figura 15-**B**.

L'induttanza L_4 è collegata in parallelo al circuito sintonizzato di ingresso attraverso C_2 e C_3, e poichè la reattanza di questi condensatori è trascurabile nel confronti della frequenza di risonanza, e_1 risulta applicata interamente ai capi di L_4. Supponiamo per ora che il segnale in arrivo abbia una frequenza costante. In tal caso, la corrente indotta i_2 è in fase con e_2 come illustrato alle sezioni 2 e 3 della figura 15-B. Le tensioni e_3 ed e_4 sono dovute alle cadute induttive ai capi di L_2 ed L_3, e sono quindi in opposizione di fase. Osservando la figura 15-A e la sezione 3 della figura 15-**B**, si può osservare che e_6, ossia la tensione applicata al diodo rivelatore V_1, è la somma vettoriale di e_1 ed e_3, e che e_7, ossia la tensione applicata all'altro diodo rivelatore V_2, è la somma di e_1 ed e_4.

La tensione d'uscita rettificata di V_1 è e_8, mentre quella di V_2 è e_9, e la tensione di uscita totale, e_{10}, è la somma algebrica di queste ultime due. Nella sezio-

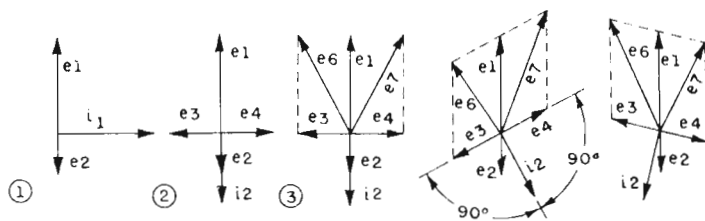



Fig. 15-B - Le varie tensioni e correnti in giuoco nel funzionamento del rivelatore a discriminatore della figura precedente, nella loro posizione vettoriale. Per frequenza costante e_6 ed e_7 sono eguali in ampiezza (3) mentre, variando la frequenza, si ha una delle situazioni riportate a destra.

Fig. 16 - Rivelatore per F.M. del tipo a rapporto. I due diodi sono in serie. Le tensioni ai capi di C_3 e C_4 variano in relazione alle variazioni di frequenza, ma la somma resta costante: il punto d'unione riproduce rispetto a massa, la Bassa Frequenza.

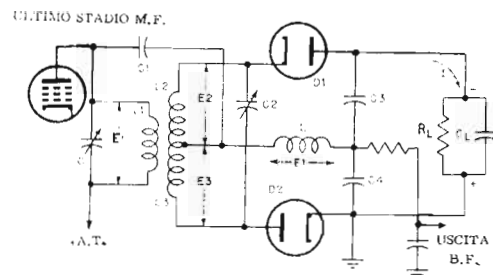
ne 3 di figura 15-B, e_6 ed e_7 sono eguali in quanto la frequenza del segnale in arrivo è costante. Ne deriva che e_8 ed e_9 sono di ampiezza eguale ed opposta; quindi e_{10} equivale a zero.

Per le frequenze *inferiori* alla portante, i_2 è in anticipo rispetto ad e_2 in quanto X_{C3} è maggiore di $X_{L2} + X_{L3}$: in questo caso e_3 ed e_4 sono ancora in opposizione di fase, ma ognuna di esse è sfasata di 90° rispetto a i_2. E' chiaro che e_7 è maggiore di e_6, e che e_9 è maggiore di e_8. Da ciò consegue che il punto *A* diventa negativo rispetto a massa determinando una tensione d'uscita negativa.

Se la frequenza del segnale in arrivo è *superiore* a quella della portante non modulata, avviene il contrario, per cui il punto *A* viene invece ad avere un potenziale positivo rispetto a massa. E' ovvio che ogni variazione di frequenza del segnale d'ingresso si traduce in una variazione di polarità e di ampiezza della tensione d'uscita, la quale costituisce il segnale a Bassa Frequenza che si desidera ottenere.

Rivelatore a rapporto

In questo tipo di rivelatore i due diodi sono collegati in serie (**figura 16**), e la corrente che percorre la resistenza di carico R_L scorre sempre nella medesima direzione. La polarità del segnale in uscita, quando la corrente scorre dalla placca di D_1 al catodo di D_2, è quella illustrata dalla freccia in figura. Quando al primario del trasformatore viene applicata una frequenza non modulata, ossia costante, ai capi del secondario si sviluppano le due tensioni eguali (E_2 ed E_3), le quali hanno polarità opposta rispetto alla presa centrale.

Tali tensioni vengono rettificate dai diodi, in modo tale che la tensione d'uscita presente ai capi della resistenza di carico equivale alla loro somma. La capacità C_L si carica con tale tensione. La costante di tempo $R_L C_L$ è lunga nei confronti della frequenza acustica più bassa. Dal momento che la tensione presente ai capi di C_L è costante, la somma delle tensioni presenti ai capi di C_3 e di C_4 deve esserlo egualmente. Allorchè la frequenza della portante varia per effetto della modulazione, le tensioni di C_3 e C_4 variano, mentre la loro somma resta costante e corrisponde all'ampiezza della carica di C_L. Se la frequenza diminuisce, C_4 si carica più di C_3 e viceversa, per cui la tensione presente tra il punto di unione dei due condensatori e massa, varia conformemente al rapporto tra le tensioni presenti ai capi di C_3 e di C_4, seguendo le variazioni di frequenza. Tali variazioni di tensione costituiscono il segnale a Bassa Frequenza che si desidera ottenere, e che può essere ulteriormente amplificato. Maggiore è la variazione di frequenza, maggiore è la tensione d'uscita. Qualsiasi variazione di ampiezza del segnale di ingresso del trasformatore, indipendentemente dalla frequenza del segnale, tende a variare la tensione presente ai capi di C_3 e di C_4. Tuttavia, data la lunga costante di tempo $R_L C_L$, la tensione d'uscita del rivelatore a rapporto non riesce a seguire abbastanza rapidamente le variazioni di ampiezza: esso è perciò virtualmente insensibile alle variazioni di un segnale modulato in AM.

I rivelatori a rapporto possono funzionare con minime tensioni di ingresso, la cui ampiezza può scendere fino a 100 mV. Non è perciò necessaria una eccessiva amplificazione da parte degli stadi precedenti, col risultato di un livello inferiore del rumore di fondo prodotto dal ricevitore stesso. Gli inconvenienti del rivelatore a rapporto consistono nella sua sensibilità ai rumori ad impulsi ed all'evanescenza (fading) del segnale, in una maggiore difficoltà di allineamento, ed in una maggiore complessità costruttiva del trasformatore: fattori, questi ultimi, derivanti dalla necessità di un accoppiamento piuttosto critico e dall'influenza, maggiormente sentita, delle capacità parassite degli avvolgimenti.

La SEZIONE di BASSA FREQUENZA nei ricevitori F.M.

Come si è detto, la modulazione di frequenza permette la trasmissione e la ricezione di una gamma di frequenze acustiche più ampia che non la modulazione di ampiezza. Per questo motivo la sezione di amplificazione a Bassa Frequenza può essere, all'occorrenza, di classe più elevata, e può rientrare nella categoria degli amplificatori detti ad **alta fedeltà**. Grazie alla possibilità di ricevere segnali di modulazione di frequenza a gamma più ampia, le capacità di accoppiamento tra gli stadi hanno un valore più elevato, il rendimento sulle frequenze acustiche elevate è molto migliore, ed i trasformatori di uscita devono essere di costruzione molto più accurata. Ciò permette di ottenere la riproduzione delle armoniche delle frequenze acustiche, col risultato di una riproduzione molto più soddisfacente.

DOMANDE sulle LEZIONI 76ª e 77ª

N. 1 —
Quali sono i fattori che — in linea di massima — determinano l'ammontare dell'amplificazione in Alta Frequenza necessaria nei ricevitori radio?

N. 2 —
In quale classe funzionano normalmente gli stadi di amplificazione in Alta Frequenza?

N. 3 —
Quali sono gli stadi che differiscono maggiormente tra i ricevitori per AM e quelli per FM?

N. 4 —
Nei ricevitori per modulazione di Frequenza, quale è il compito principale degli stadi di amplificazione in A.F.?

N. 5 —
Come è possibile stabilizzare la frequenza del segnale prodotto dall'oscillatore locale?

N. 6 —
Per quale motivo, in modulazione di frequenza, si usa un numero di stadi di amplificazione a Media Frequenza maggiore che non in modulazione di ampiezza?

N. 7 —
In quale modo è possibile aumentare la selettività in un ricevitore per modulazione di frequenza?

N. 8 —
Da che cosa dipende il fattore rumore?

N. 9 —
Come può essere definito lo stadio mescolatore?

N. 10 —
A che cosa serve uno stadio limitatore?

N. 11 —
Quale è il suo scopo indiretto?

N. 12 —
Quali sono gli stadi dai quali dipendono — in linea di massima — la sensibilità e la selettività?

N. 13 —
Da quali fattori dipende la stabilità di un ricevitore per modulazione di frequenza?

N. 14 —
Quale è la maggiore differenza che sussiste tra uno stadio rivelatore per AM ed uno stadio rivelatore per FM?

N. 15 —
Quali sono i vantaggi e gli svantaggi del discriminatore?

N. 16 —
Quali sono i vantaggi e gli svantaggi del rivelatore a rapporto?

N. 17 —
Per quale motivo la modulazione di frequenza è preferibile alla modulazione di ampiezza?

N. 18 —
In cosa differisce la sezione di Bassa Frequenza tra un ricevitore per modulazione di ampiezza, ed uno per modulazione di frequenza?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 593

N. 1 — La sintonia sulla medesima frequenza degli stadi di M.F. e la sintonia scalare degli stadi a R.F. ed oscillatore locale.

N. 2 — Quando si riscontra uno scarso rendimento, pur essendo normali i componenti del circuito e le tensioni.

N. 3 — Con un generatore ed un misuratore di uscita.

N. 4 — Ai capi della bobina dell'altoparlante o della resistenza equivalente (portata strumento 10 V f.s c.a.), oppure ai capi del primario del trasformatore d'uscita mediante la interposizione di un condensatore di blocco da 0,1 µF 500 V (portata strumento 100 V f.s. c.a.).

N. 5 — L'interposizione di un filtro RCL in serie alla antenna, che simula l'arrivo del segnale a R.F. dall'etere anzichè dal generatore: in particolare, essa evita che lo strumento dissintonizzi il circuito di antenna.

N. 6 — In uno stadio oscillatore A.F. commutabile e sintonizzabile sulle frequenze richieste, ed in uno stadio di uscita con attenuatore. Vi è inoltre un oscillatore B.F. per la modulazione della portante ad Alta Frequenza.

N. 7 — Dallo stadio più vicino all'uscita, cioè dall'ultimo trasformatore. A ritroso.

N. 8 — Oltre alla M.F., due frequenze corrispondenti pressochè all'estremo di ogni gamma da allineare. Per le O.M.: 600 e 1200 kHz. Per le O.C., le frequenze variano da ricevitore a ricevitore a seconda delle gamme.

N. 9 — La diminuzione di capacità del variabile mediante un condensatore in serie. Ciò consente di esplorare una gamma più ridotta con una rotazione di 180°.

N. 10 — Nelle gamme delle Onde Corte.

N. 11 — Quella corrispondente alla minima capacità. In tal caso la frequenza dell'oscillatore è maggiore di quella del segnale ricevuto, ed il battimento a M.F. è ottenuto per differenza tra i due segnali con maggior vantaggio per la costanza dell'accordo scalare.

N. 12 — No. In caso contrario, durante l'allineamento di ogni circuito accordato, l'azione del C.A.V. impedirebbe di valutare con esattezza la massima uscita.

N. 13 — Verso il centro della scala.

N. 14 — Occorre regolare il potenziometro del volume per la massima uscita e l'attenuatore del generatore in modo da portare l'indice del misuratore di uscita a centro scala.

N. 15 — Occorre interporre nei collegamenti tra il ricevitore e l'oscillatore modulato un condensatore da 10.000 pF 500 V sul ritorno di massa ed uno da 1.000 pF sul conduttore del segnale per l'allineamento della M.F. Per l'allineamento delle Onde Medie e Corte quest'ultimo condensatore deve essere da 200 pF. Migliore precauzione è quella di alimentare il ricevitore in prova attraverso un trasformatore separatore di rete.

N. 16 — I corpi conduttori e le mani dell'operatore devono essere distanti dai circuiti non schermati per evitare di dissintonizzare i circuiti stessi mediante le capacità parassite aggiunte verso massa.

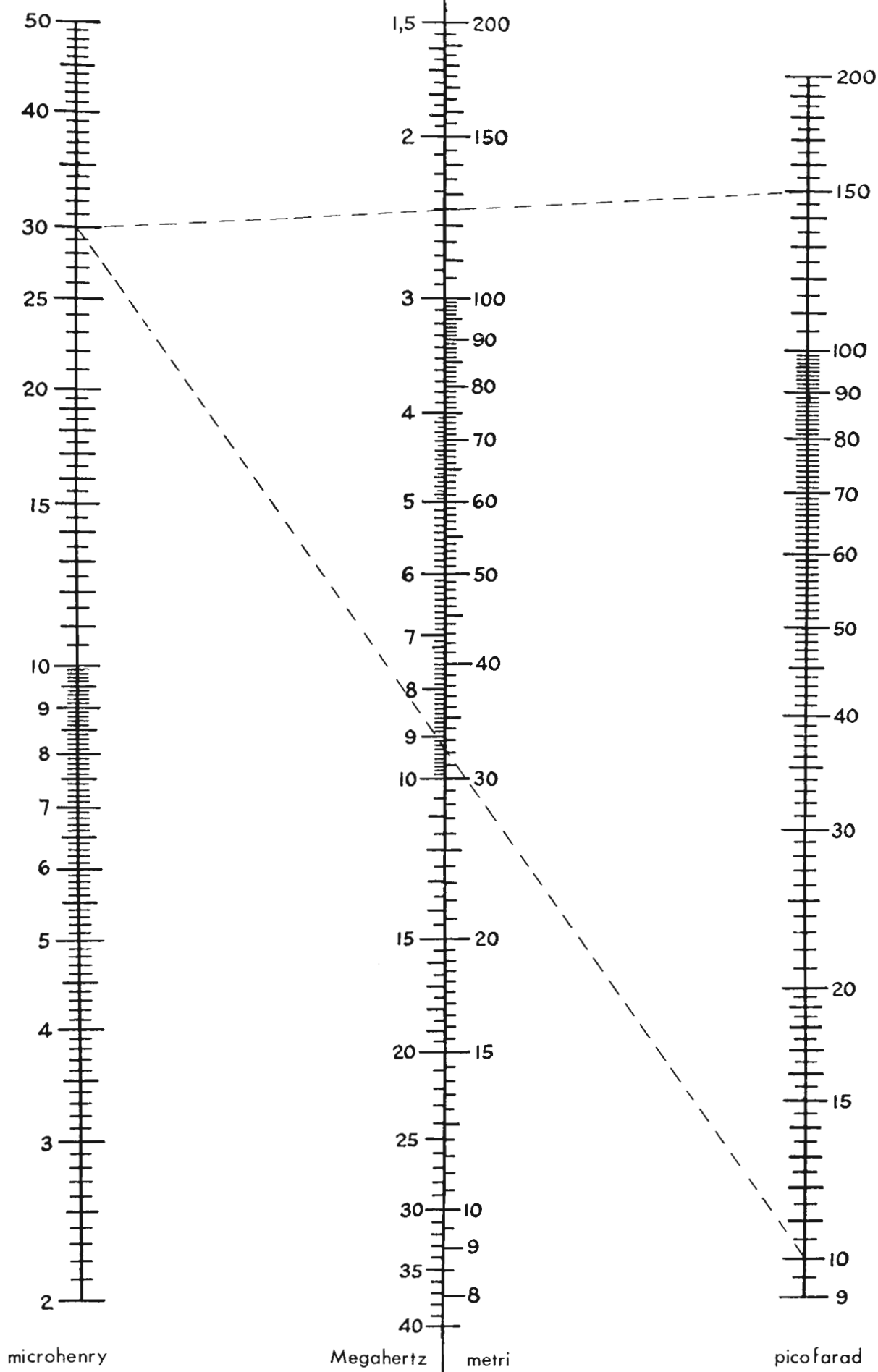



TABELLA 75 — GRAFICO per il CALCOLO della FREQUENZA di RISONANZA in FUNZIONE dell'INDUTTANZA e della CAPACITA'

Allorchè ci siamo occupati dei circuiti risonanti, abbiamo appreso le formule relative al calcolo di un circuito *LC* risonante in serie o in parallelo. Il grafico che qui riportiamo (tabella 75) è di grande utilità allorchè si desidera calcolare la frequenza di risonanza conoscendo i valori di *L* e di *C*, oppure uno di questi due valori conoscendo l'altro e la frequenza stessa.

In particolare, se si deve calcolare un circuito accordato le cui caratteristiche consentano la sintonia su una determinata gamma di frequenze, delimitata dal valore dell'induttanza e della capacità massima del condensatore variabile (allorchè è completamente chiuso), e minima o *residua* (allorchè esso è completamente aperto), il grafico consente un calcolo rapido e sufficientemente esatto.

Nell'esempio illustrato dalle linee tratteggiate, si prende in considerazione un condensatore variabile avente una capacità minima di 10 pF, e massima di 150 pF. Se esso viene usato unitamente ad una bobina avente un'induttanza di 30 μH, è facile conoscere la gamma di frequenze che può essere — per così dire — esplorata, mediante l'intera rotazione del condensatore variabile. Basta infatti unire i due punti corrispondenti ai valori estremi della capacità, individuati sull'asse verticale destro, col punto corrispondente al valore dell'induttanza sull'asse verticale sinistro. Le due rette incontreranno l'asse centrale, sul quale sono riportati i valori di frequenza in MHz e di lunghezza d'onda in metri, in due punti che individueranno i valori estremi della gamma esplorata.

Nel nostro caso, tale gamma è compresa tra 2,5 e 9,2 MHz, ossia 32 e 125 metri. Ovviamente, se fossero note le estremità della gamma ed i valori massimo e minimo della capacità, sarebbe analogamente possibile conoscere l'induttanza, oppure, conoscendo le estremità di gamma e l'induttanza, conoscere i valori massimo e minimo della capacità.

Come sappiamo, la lunghezza d'onda, l'induttanza e la capacità sono grandezze tra loro direttamente proporzionali. Al contrario, la frequenza è inversamente proporzionale a tutte e tre tali grandezze. Ciò premesso, possiamo estendere la portata del grafico a piacere, moltiplicando le scale della capacità, dell'induttanza e della lunghezza d'onda per 10, o per un multiplo o sottomultiplo di tale numero, e dividendo — contemporaneamente — quella della frequenza per il medesimo numero. Infatti, riferendoci sempre all'esempio riportato, se consideriamo una capacità minima di 100 pF ($= 10 \times 10$), una capacità massima di 1.500 pF ($= 150 \times 10$), una induttanza di 300 μH ($= 30 \times 10$), otteniamo una gamma di lunghezze d'onda compresa tra 320 e 1.250 metri (pari rispettivamente a 32×10 ed a 125×10). Per contro, la gamma di frequenze sarà compresa tra 0,25 a 0,92 MHz (pari rispettivamente a 2,5 : 10 ed a 9,2 : 10).

TABELLA 76 — VALORI TIPICI delle RESISTENZE di CATODO e di SCHERMO per PENTODI AMPLIFICATORI in A.F. e M.F.

Alle lezioni 60ª e 63ª abbiamo visto, raggruppati in apposite tabelle, i principali valori tipici per stadi di amplificazione del tipo *RC*, riferiti all'impiego sia di pentodi che di triodi o di valvole multiple. Sappiamo anche che, in base alle curve caratteristiche ed ai dati forniti dal costruttore per ogni tipo di valvola, è possibile determinare tali valori al fine di ottenere il massimo rendimento, per l'impiego in circuiti sia a Bassa Frequenza che ad Alta Frequenza. Per facilitare al lettore il compito di determinare i valori delle resistenze di polarizzazione (in serie al catodo) e di schermo, adatti per il funzionamento della maggior parte dei pentodi che possono essere impiegati sia come stadi amplificatori in Alta Frequenza, che come stadi di Media Frequenza, riportiamo la tabella 76 che — in un certo senso — fa seguito a quelle citate.

Desideriamo innanzitutto mettere in chiaro che i valori ivi elencati non sono tassativi. Essi sono stati ricavati dai dati forniti dai vari costruttori, e possono essere variati a seconda delle esigenze del circuito di impiego. Con ciò intendiamo dire che non sempre, nei circuiti di apparecchi sperimentali o del commercio, accadrà di vedere applicati esattamente i valori elencati nella tabella. Tuttavia, allorchè si dovrà progettare uno stadio di Alta o di Media Frequenza, o ancora nel corso di una riparazione, i valori quì riportati potranno essere adottati con una certa sicurezza. Beninteso, qualora il funzionamento non fosse soddisfacente, essi — ripetiamo — potranno essere variati in più o in meno a seconda delle esigenze del circuito.

Supponiamo — ad esempio — che la resistenza di griglia schermo di un pentodo amplificatore di Media Frequenza di un apparecchio sia bruciata, a causa di un corto circuito nel condensatore relativo di filtro, in modo tale che il valore riportato sul corpo della resistenza stessa (in numeri o in codice a colori) non sia più leggibile. In tal caso, il valore suggerito dalla tabella potrà essere senz'altro adottato. Ovviamente, se l'amplificazione fornita dallo stadio non risultasse sufficiente, ciò può essere imputato sia al fatto che gli altri valori differiscono da quelli della tabella (tensione di alimentazione, resistenza catodica o altro), sia alla eventuale presenza di un ulteriore guasto.

La resistenza che deve essere collegata in serie alla griglia schermo per ottenere la polarizzazione adeguata, è stata calcolata per l'impiego con la sola valvola cui è riferita. In altre prole, si trova spesso, specie nei circuiti di ricevitori supereterodina, che lo schermo della convertitrice e quello della amplificatrice di Media Frequenza sono alimentati attraverso un'unica resistenza. Ovviamente — in tal caso — il valore riportato nella tabella non può essere preso in considerazione. Il sistema di polarizzazione citato può essere adottato soltanto nei casi in cui le due griglie schermo possono funzionare con la medesima tensione positiva verso massa. In caso contrario devono essere alimentate separatamente: la tabella è appunto subordinata a questa condizione.

Negli stadi di amplificazione in Alta Frequenza ed in Media Frequenza, il circuito di griglia è normalmente costituito da una bobina facente parte di un circuito accordato, il cui polo di ritorno è connesso o direttamente a massa, o alla linea che fornisce la tensione *C.A.V.* Inoltre, il carico anodico è costituito — in entrambi i casi — dal primario di un trasformato-

VALVOLA	TENS. ANODICA V_a(volt)	TENS. SCHERMO V_{g2} (volt)	RESIST. CATODO R_k(ohm)	RESIST. SCHERMO R_{g2} (kohm)
1SA6	90	85	-	18
1T4	90	75	-	15
3AU6	250	162	68	22
3BA6	250	162	68	22
3BC5	250	196	180	47
3BZ6	200	153	180	18
3CB6	200	150	180	18
3CF6	200	150	180	18
3DT6	150	100	560	24
4AU6	250	155	68	22
4CB6	200	168	180	18
4DT6	150	100	560	18
6AB7	300	204	190	30
6AC7	300	150	160	60
6AG5	250	156	200	47
6AH6	300	200	160	39
6AM6	250	250	40	-
6AK5	180	120	200	25
6AU6	250	155	68	22
6B7	250	120	250	55
6B8	250	120	250	56
6BA6	250	110	68	33
6BC5	250	150	180	47
6BD6	250	100	240	43
6BH6	250	152	100	33
6BJ6	250	95	82	47
6BZ6	200	153	180	18
6C9	300	150	160	60
6CF6	200	150	180	18
6CT7	250	85	310	110
6D6	250	100	300	75
6DC6	200	146	180	18
6DE6	200	150	180	18
6DT6	150	100	560	24
6E7	250	100	300	75
6J7	250	100	1200	270
6K7	250	130	220	47
6S7	250	100	270	75
6SF7	250	100	68	47
6SG7	250	140	180	33
6SH7	250	150	68	25
6SJ7	250	100	820	180
6SK7	250	105	270	56

VALVOLA	TENS. ANODICA V_a(volt)	TENS. SCHERMO V_{g2} (volt)	RESIST. CATODO R_k(ohm)	RESIST. SCHERMO R_{g2} (kohm)
6SS7	250	100	270	75
6U7	250	100	300	75
7A7	250	100	260	60
7B7	250	100	300	90
7E7	250	150	330	62
7G7	250	100	250	75
7H7	250	135	200	33
7L7	250	100	250	100
7R7	250	90	130	100
7V7	300	150	160	39
7W7	300	150	160	39
9D6	250	205	250	22
9D7	250	95	100	47
12AU6	250	155	68	22
12AW6	250	150	200	50
12BA6	250	110	68	33
12BD6	250	100	250	43
12C8	250	120	250	56
12C8	250	125	-	55
12CR8	250	145	160	56
12J7	250	100	1200	270
12K7	250	130	220	47
12SF7	250	100	68	47
12SG7	250	140	180	33
12SH7	250	150	68	25
12SJ7	250	100	820	180
12SK7	250	100	270	56
14A7	250	100	260	60
34	135	65	-	68
57	250	100	-	30
58	250	100	300	75
77	250	100	-	30
78	250	130	220	47
9001	250	100	1000	220
9003	250	100	320	56
AF3	250	100	270	56
AF7	250	100	500	150
CF3	200	100	300	39
CF7	200	110	500	90
D121	200	100	300	50
DAF40	90	66	-	120
DF11	90	50	-	220
DF21	90	90	-	-

VALVOLA	TENS. ANODICA V_a(volt)	TENS. SCHERMO V_{g2}(volt)	RESIST. CATODO R_k(ohm)	RESIST. SCHERMO R_{g2}(kohm)
DF22	90	90	-	-
DF25	120	60	-	27
DF33	90	90	-	-
DF91	90	45	-	68
DF92	90	90	-	-
DF96	85	63	-	39
DF97	90	67	-	33
E80F	250	110	550	220
E83F	210	120	165	43
E90F	250	155	100	33
EAF41	250	100	300	95
EAF42	250	85	310	110
EBF2	250	100	300	95
EBF11	250	100	300	82
EBF15	250	150	160	62
EBF32	250	100	300	95
EBF80	250	85	300	95
EBF83	12,6	12,6	-	-
EBF89	250	80	82	62
ECF1	250	100	300	75
ECF82	250	110	68	40
EF5	250	100	180	60
EF6	250	100	300	100
EF9	250	100	330	91
EF11	250	100	270	75
EF12	250	100	470	150
EF13	250	100	390	250
EF14	250	195	330	33
EF15	250	94	130	52
EF22	250	90	330	91
EF37	250	100	-	175
EF39	250	90	330	91
EF41	250	80	330	100
EF42	250	250	160	-
EF43	250	135	110	33
EF50	250	250	120	-
EF51	250	250	120	-
EF54	250	250	130	-
EF55	250	250	-	-
EF72	100	100	150	-
EF80	250	250	270	-
EF85	250	90	160	-
EF89	250	100	160	51

VALVOLA	TENS. ANODICA V_a(volt)	TENS. SCHERMO V_{g2}(volt)	RESIST. CATODO R_k(ohm)	RESIST. SCHERMO R_{g2}(kohm)
EF91	250	250	-	-
EF92	250	200	250	24
EF93	250	100	68	33
EF94	250	155	68	22
EF95	180	120	200	25
EF97	12,6	6,6	-	6,8
EF98	12,6	5,8	-	12
EF190	200	150	180	35
EL83	180	180	50	-
EL180	250	100	68	16
KF3	90	90	-	-
KF4	90	90	-	-
KF35	120	69	-	1200
NF2	200	100	500	90
SP41	250	250	150	-
SP61	250	250	150	-
UAF41	170	1 00	300	44
"	100	60	300	44
UAF42	200	85	310	76
"	100	50	310	56
UBF41	200	85	300	68
UBF80	200	80	300	68
"	100	53	300	47
UBF89	200	100	100	30
"	100	100	180	-
UF5	200	100	325	60
UF6	200	55	510	180
UF9	200	90	330	62
"	100	100	330	-
UF11	200	85	270	68
"	100	35	270	68
UF21	200	90	330	62
"	100	48	330	62
UF41	200	118	330	39
UF42	170	170	150	-
UF43	170	135	110	10
"	100	75	110	10
UF80	170	170	160	-
UF85	200	115	160	27
"	100	67	150	27
UF89	200	110	130	24
"	100	67	130	15
VF14	250	200	300	27

re interstadio, sia esso di Alta o di Media Frequenza, accordato o meno. Comunque, negli stadi di questo tipo, non si ha mai un valore resistivo nel circuito anodico; il carico è dato esclusivamente dall'impedenza che l'induttanza offre alla frequenza di funzionamento. Per questo motivo il valore di R_a (resistenza anodica) non è riportato nella tabella.

Le **figure 1** e **2** illustrano lo schema di principio relativo a stadi di amplificazione di Alta o Media Frequenza, rispettivamente con pentodi ad accensione diretta e indiretta.

Consultando la tabella, si noterà che a volte manca qualche valore. Ciò è dovuto a vari motivi: innanzitutto, vi sono casi in cui la griglia schermo funziona con la medesima tensione di placca, e ciò accade particolarmente con valvole adatte all'impiego in apparecchi alimentati a batterie, nei quali la tensione anodica è raramente superiore al valore di 90 volt. In questo caso è ovvio che lo schermo deve essere connesso direttamente alla sorgente della tensione anodica. Ciò è inoltre denunciato nella tabella stessa dal fatto che V_a (tensione anodica di alimentazione) e V_{g2} (tensione di griglia schermo) hanno il medesimo valore.

Fig. 1 - Stadio amplificatore con pentodo ad accensione diretta.

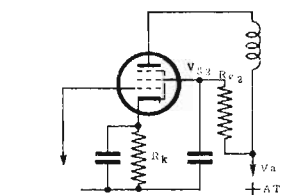
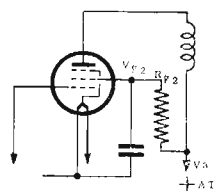



Fig. 2 - Stadio amplificatore con pentodo ad accensione indiretta.

Un altro particolare degno di nota è che, per alcune valvole di tipo europeo — sono elencati i valori tipici di funzionamento riferiti a due valori di tensione anodica di alimentazione. Ciò in quanto — specie nei ricevitori portatili — tali valvole vengono spesso fatte funzionare con tensioni ridotte.

Supponiamo, ad esempio, di dover determinare i valori di R_k e di R_{g2} per ottenere la massima amplificazione da parte di una valvola del tipo UAF42. Dalla tabella risulta che questa valvola può funzionare con 200 e 100 volt. Nel primo caso avremo $V_a = 200$ volt, $V_{g2} = 85$ volt, $R_k = 310$ ohm ed $R_{g2} = 76$ kohm; nel secondo caso avremo: $V_a = 100$ volt, $V_{g2} = 50$ volt, $R_k = 310$ ohm ed $R_{g2} = 56$ kohm.

TABELLA 77 — CARATTERISTICHE delle LAMPADINE MINIATURA

Dopo aver pubblicato una numerosa serie di tabelle di conversione tra valori espressi in unità inglesi ed americane, e valori espressi secondo il sistema metrico decimale, riteniamo di grande utilità iniziare una nuova breve serie di tabelle anch'esse utili per coloro che hanno occasione di consultare testi e riviste straniere.

Nel mondo industriale d'oltre Oceano, così come è stato fatto per i conduttori in rame — vedi tabella 51 a pagina 306 — è stato stabilito un codice particolare per individuare rapidamente le lampadine miniatura (quelle ad esempio impiegate per l'illuminazione delle scale parlanti e dei quadranti). Nella nostra produzione, esse possono essere individuate mediante iscrizione incise sul bordo di ottone nel quale è inserito il bulbo di vetro. Tali iscrizioni riportano di solito i valori di tensione e di corrente. Nella produzione americana le lampadine sono invece contraddistinte da un numero e da un «colore di identificazione»: quest'ultimo è applicato o sulla parte esterna, o sulla parte centrale interna al bulbo, che supporta il filamento.

Sia il numero che il colore permettono di stabilire il tipo dello zoccolo (tipo di innesto), la tensione di funzionamento, la corrente e — di conseguenza — il wattaggio, dato, come sappiamo, dal prodotto di questi due valori.

La tabella 77 elenca i tipi principali e le relative caratteristiche; il suo impiego è del tutto intuitivo. Supponiamo, ad esempio, di possedere una lampadina miniatura contraddistinta dal numero 112, e dal colore rosa. Dalla tabella apprendiamo che essa funziona con una tensione di 1,1 volt ed una corrente di 0,22 ampére: il wattaggio è pertanto di 0,242 watt.

Le figure **1**, **2**, **3**, **4**, **5**, **6**, e **7** illustrano i vari tipi.

LAMPADA	ZOCCOLO	volt	ampere	COLORE IDENTIFICAZIONE	FIGURA
PR2	a flangia	2,4	0,50	blu	1
PR3	a flangia	3,6	0,50	verde	1
PR4	a flangia	2,3	0,27	giallo	1
PR6	a flangia	2,5	0,30	marrone	1
PR12	a flangia	5,95	0,50	bianco	1
13	a vite	3,8	0,30	verde	2
14	a vite	2,5	0,30	blu	2
40	a vite	6,3	0,15	marrone	3
41	a vite	2,5	0,50	bianco	3
42	a vite	3,2	0,35	verde	3
43	a baionetta	2,5	0,50	bianco	4
44	a baionetta	6,3	0,25	blu	4
45	a baionetta	3,2	0,35	verde	4
46	a vite	6,3	0,25	blu	3
47	a baionetta	6,3	0,15	marrone	4
48	a vite	2,0	0,06	rosa	3
49	a baionetta	2,0	0,06	rosa	4
50	a vite	6,3	0,20	bianco	2
51	a baionetta	6,3	0,20	bianco	5
55	a baionetta	6,3	0,40	bianco	6
112	a vite	1,1	0,22	rosa	7
222	a vite	2,2	0,25	bianco	7
233	a vite	2,3	0,27	porpora	2
291	a vite	2,9	0,17	bianco	3
292	a vite	2,9	0,17	bianco	3
1490	a baionetta	3,2	0,16	bianco	4
1891	a baionetta	14,0	0,23	rosa	4
1892	a vite	14,0	0,12	bianco	3

per RILEGARE

le lezioni del "Corso di RADIOTECNICA„ potete ora disporre di una apposita, razionale copertina - imitazione pelle - con diciture in oro.

La copertina viene fornita con tutto il necessario atto a formare un vero e proprio volume: non si tratta quindi di un semplice raccoglitore, ma di un sistema, brevettato, che consente a chiunque di rilegare, da se, i diversi fascicoli.

Questa copertina prevede la raccolta di 26 fascicoli (metà Corso) - volume 1° -

POTETE EVITARE QUALSIASI ALTRA SPESA PER FORMARE IL VOSTRO VOLUME

L'INVIO VIENE EFFETTUATO A MEZZO POSTA E LE RICHIESTE — ACCOMPAGNATE DALL'IMPORTO DI LIRE 880 + 195 (RIMBORSO SPESE SPEDIZIONE) = **LIRE 1075** - DEVONO ESSERE INDIRIZZATE DIRETTAMENTE AL **« CORSO DI RADIOTECNICA »** - **VIA DEI PELLEGRINI 8/4 - MILANO.**

L'IMPORTO DI LIRE 1075 PUO' ESSERE VERSATO SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 3/41203, MILANO. — SI PREGA DI SCRIVERE IN MODO MOLTO CHIARO IL PROPRIO INDIRIZZO.

PER I SUCCESSIVI 26 FASCICOLI E' IN PREPARAZIONE LA COPERTINA CON LA DICITURA **« VOLUME II° »**. POTRA' ESSERE ACQUISTATA TRA QUALCHE TEMPO E, DATO IL PARTICOLARE SISTEMA, I FASCICOLI VI **POTRANNO ESSERE RILEGATI OGNI SETTIMANA.**

ALLA FINE DEL **« CORSO »** E' PREVISTA LA PUBBLICAZIONE DI UNA « ERRATA CORRIGE » E DI INDICI MOLTO UTILI E PRATICI PER LA RICERCA DEI VARI ARGOMENTI.

IMPORTANTE

COL PRESENTE FASCICOLO SCADONO TUTTI GLI ABBONAMENTI A ½ CORSO.

RICORDIAMO CHE CHIUNQUE, MEDIANTE VERSAMENTO DI LIRE 3.500 (IN LUOGO DI 3.900, SPESA CHE SI INCONTREREBBE PER L'ACQUISTO DEI SINGOLI FASCICOLI) SUL CONTO CORR. POSTALE N. 3/41.203, O MEDIANTE VAGLIA POSTALE, PUO' RICEVERE GLI ALTRI 26 FASCICOLI COSTITUENTI IL **II° VOLUME.**

LA POSIZIONE DI ABBONATO DA' DIRITTO INOLTRE AD UNO SCONTO DI OLTRE 300 LIRE SULL'ABBONAMENTO A 12 NUMERI DELLA RIVISTA MENSILE **« RADIO e TELEVISIONE »** (LIRE 2.754 INVECE DI LIRE 3060) E CON QUEST'ULTIMO ABBONAMENTO **SI POSSONO RICHIEDERE ANCHE 4 NUMERI ARRETRATI — GRATUITI — DELLA RIVISTA STESSA.**

Dal 1931 su tutti i mercati del mondo

IL RICEVITORE G 335

descritto alla lezione 71ª

è un modernissimo apparecchio, che può essere facilmente montato con piena sicurezza di risultati. Il mobile, di linea elegante, completa nel modo migliore la realizzazione. Questo ricevitore rappresenta la soluzione più conveniente – anche nei confronti degli apparecchi a transistori – nei casi di frequente e prolungato impiego.

Un altoparlante di alto rendimento e notevole uniformità di resa acustica, unitamente ad un circuito elettrico amplificatore dotato di correzioni e compensazioni opportunamente calcolate, conferisce al G 335 la particolare prerogativa di una eccellente riproduzione sonora. Riceve la gamma delle Onde Medie, con facilità di accordo su ampia scala parlante. Presenta 7 funzioni di valvola, 6 circuiti accordati, controllo di tono, possibilità di alimentazione da reti a corrente alternata da 100 a 230 volt. L'altoparlante è del tipo ellittico. Il mobile è in colore marrone con finiture, pannello frontale e bottoni, bianco avorio. Dimensioni di cm 37 x 20 x 24 e peso di 3,5 kg.

G 335/SM — **Scatola di montaggio,** completa di valvole e di ogni parte necessaria alla costruzione. Prezzo comprensivo di tasse radio e di imballo, porto escluso. . . . . Lire 12.600
Mobile marrone, completo per detto. Prezzo comprensivo di tasse e imballo. . . . . Lire 4.200

G 335 — **Ricevitore montato,** tarato e collaudato, completo di mobile. Prezzo, tasse radio comprese Lire 22.800

GELOSO S.p.A. - Viale Brenta, 29 - Telefoni 563.183/4/5/6/7 - MILANO (808)

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

Audio Generator KIT

MODELLO

AG-9-A

CARATTERISTICHE

Frequenza . .	10 Hz ÷ 100 kHz selezionabili con commutatore, 2 figure significative e moltiplicatore
Uscita . . .	6 portate: 0 ÷ 0,003; 0,01; 0,03; 0,1; 0,3; 1 Volt efficace su un carico esterno di 600 ohm oppure con carico interno su « Hi-Z » 2 portate: 0 ÷ 3, 10 volt efficaci su 10.000 ohm — 60 dB + 22 dB in 8 salti — 60 dBm ÷ 2 dBm (0 dBm = 1 mW su 600 ohm)
Distorsione .	Inferiore a 0,1% da 20 a 20.000 Hertz
Tubi elettronici	1 - 6AV6; 1 - 6CL6; 1 - 6X4
Alimentazione	105 - 125 Volt c.a., 50 ÷ 60 Hz; 40 Watt
Dimensioni .	larghezza 24, altezza 16,5, profondità 12,5 cm.

REQUISITI

- Indicazione della frequenza e del livello di uscita entro il ± 5%.
- Chiusura a 600 ohm incorporata ed inseribile tramite commutazione.
- Tutte le frequenze sono selezionate con commutatore e questo evita qualsiasi errore di apprezzamento.
- Strumento ad indice con 200 microampere di sensibilità fondo scala, tarato in Volt efficaci ed in dB.
- Attenuazione con regolazione continua e a scatti.

RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

soc. r. l. **MILANO** P.zza 5 GIORNATE 1
Telefoni: 795.762 - 795.763

Agenti esclusivi di vendita per:

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI . . . . **Soc. FILC RADIO**
p.za Dante, 10 - ROMA - tel. 736.771

EMILIA - MARCHE . . . . **Ditta A. ZANIBONI**
via Azzogardino, 2 - BOLOGNA - tel. 263.359